

THESE

présentée à l'

UNIVERSITE DE NANCY I

pour obtenir

LE GRADE DE DOCTEUR-INGENIEUR

par

Dominique BASIRE

Ingénieur E.N.S.E.M.

REALISATION D'UN ENSEMBLE DE CALCUL HYBRIDE ASSOCIE
A UNE CUVE RHEOGRAPHIQUE ET UTILISANT DES MOTEURS PAS A PAS

soutenue publiquement le 21 janvier 1974 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président	M. A. FRÜHLING
Examineurs	MM. R. GUILLIEN E. GUDEFIN M. ABIGNOLI
Rapporteur	M. R. HUSSON

T H E S E

présentée à l'

UNIVERSITE DE NANCY I

pour obtenir

LE GRADE DE DOCTEUR-INGENIEUR

par

Dominique BASIRE

Ingénieur E.N.S.E.M.

REALISATION D'UN ENSEMBLE DE CALCUL HYBRIDE ASSOCIE
A UNE CUVE RHEOGRAPHIQUE ET UTILISANT DES MOTEURS PAS A PAS

soutenue publiquement le 21 janvier 1974 devant la Commission d'Examen

Membres du Jury :

Président	M. A. FRÜHLING
Examineurs	MM. R. GUILLIEN E. GUDEFIN M. ABIGNOLI
Rapporteur	M. R. HUSSON

THÈSE

UNIVERSITÉ DE NANCY I

LE GÉNIE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR



BOULEVARD

1000

UNIVERSITEIT LEIDEN
BIBLIOTHEEK

Leiden, 1714

1714

UNIVERSITEIT LEIDEN
BIBLIOTHEEK
1714

A Catherine, ma femme, à qui je dois tant

A David et Alexandre

A tous mes parents et amis

Ce travail a été effectué au laboratoire d'Automatique de l'Ecole Nationale Supérieure d'Electricité et de Mécanique à l'Institut National Polytechnique de Nancy, sous la direction de Monsieur le Professeur R. HUSSON. Qu'il trouve ici l'expression de notre profonde gratitude pour l'accueil qu'il nous a réservé en son laboratoire, pour toute la bienveillante autorité, les encouragements et les conseils compétents qu'il nous a prodigués durant tous ces travaux.

Nous adressons nos plus vifs remerciements à Monsieur le Professeur A. FRÜHLING, Directeur du laboratoire d'Electricité et d'Automatique de l'Université de Nancy I, qui nous a fait le grand honneur de présider notre jury.

Nous remercions tout particulièrement Monsieur le Professeur E. GUDEFIN, Directeur du laboratoire d'Electrotechnique de l'E.N.S.E.M. de toute sa sollicitude et de nous avoir permis de réaliser ce système grâce à sa cuve rhéographique, ainsi que Monsieur le Professeur M. ABIGNOLI, Directeur du laboratoire d'Electronique de l'E.N.S.E.M. pour ses conseils avertis et le grand intérêt qu'il n'a cessé de nous porter.

Que Messieurs les Professeurs R. GUILLIEN, Fondateur et Directeur de l'Institut de Génie Biologique et Médical de Nancy, E. GUDEFIN et M. ABIGNOLI trouvent ici l'expression de notre reconnaissance pour avoir bien voulu faire partie de notre jury.

Notre sympathie ira à tous nos collègues des laboratoires d'Automatique, d'Electronique, d'Electrotechnique et de Mécanique de l'E.N.S.E.M. pour leur soutien, leur compréhension et l'ambiance qu'ils ont su créer.

Que Madame HUSSON qui a assuré la frappe de cette thèse reçoive nos plus sincères remerciements, ainsi que Monsieur MUNIER et tous ceux qui ont contribué aux dessins, au tirage et à l'assemblage.

Nous remercions vivement Messieurs MURGIA, ALLEMANDI, LACOUR et GARCON ainsi que tout le personnel de l'Atelier de Mécanique de l'E.N.S.E.M. pour leur aide matérielle et le soin qu'ils ont apporté à la réalisation pratique du système.

Enfin nos remerciements iront à Messieurs THIEBAUT et BRETAUDEAU du laboratoire d'Electronique de l'E.N.S.E.M. pour leur compétence et leur contribution à la mise au point des circuits électroniques.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION	1
--------------	---

CHAPITRE I : L'analogie rhéoélectrique et la méthode rhéographique

I.1	<i>Equations fondamentales</i>	3
I.2	<i>Principe de l'analogie rhéoélectrique</i>	4
I.3	<i>Les deux analogies</i>	5
I.4	<i>Les conditions aux limites</i>	6
I.5	<i>Généralisations</i>	7
I.6	<i>La cuve rhéoélectrique</i>	7
I.7	<i>La méthode rhéoélectrique</i>	8
I.8	<i>Position du problème</i>	9
I.9	<i>La mesure des potentiels</i>	11
I.10	<i>Recherche d'une ligne équipotentielle</i>	14

CHAPITRE II : Les moteurs pas à pas

II.1	<i>Introduction</i>	19
II.2	<i>Définition et conception</i>	20
II.3	<i>Principe de fonctionnement</i>	22
II.4	<i>Caractéristiques générales des moteurs pas à pas</i>	26
II.5	<i>Choix des moteurs pas à pas</i>	31
II.6	<i>Commutateur électronique</i>	33
II.7	<i>Circuit de compensation</i>	38

CHAPITRE III : Description mécanique du système réalisé

III.1	<i>La cuve rhéographique</i>	40
III.2	<i>Réalisation du modèle</i>	42
III.3	<i>Description de l'ensemble mobile</i>	43
III.4	<i>Réalisation des déplacements</i>	46
III.5	<i>Description du porte-sondes marqueur</i>	50
III.6	<i>Description de la table d'enregistrement</i>	54
III.7	<i>Bras articulé pour la sortie des fils électriques</i>	57

CHAPITRE IV : Description de l'interface électronique du système

IV.1	Générateur de tension alternative en forme d'ondes carrées	59
IV.2	Synchronisation des entrées analogiques	61
IV.3	Réalisation des impulsions de synchronisation	64
IV.4	Adaptation d'impédances des entrées analogiques	69
IV.5	Description des sorties numériques	70
IV.6	Réalisation de la commande électronique simultanée des deux moteurs pas à pas	73
IV.7	Visualisation des commandes appliquées à chaque moteur	79
IV.8	Réalisation des niveaux d'interruption	82
IV.9	Réalisation du marquage de la position	84
IV.10	Description du générateur haute tension	85

CHAPITRE V : Programmation des tracés automatiques

V.1	Généralités. Niveaux d'interruption	88
V.2	Tracé automatique d'un cercle	91
V.3	Affichage des sorties numériques	94
V.4	Organigramme du programme PRDO de tracé d'un cercle	96
V.5	Programme de recherche des lignes équipotentielles	99
V.6	Organigramme de PRD1	104

CHAPITRE VI : Résultats expérimentaux

VI.1	Tracé d'un cercle	109
VI.2	Recherche et tracé automatique des lignes équipotentielles	113

<u>CONCLUSION</u>	121
-------------------	-----

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

I N T R O D U C T I O N

Ce rapport présente l'association d'une cuve rhéographique et d'un ordinateur I.B.M. 1800 pour réaliser un ensemble de calcul hybride très puissant et très précis.

Le principe de la cuve rhéographique est connu de longue date : l'analogie rhéoélectrique a permis d'étudier expérimentalement de nombreux problèmes physiques trop complexes pour être résolus par une approche purement mathématique.

Le problème est simulé par un modèle électrique. La distribution des potentiels, observée sur le modèle, est alors semblable à la distribution de la grandeur physique analogue. En particulier, la solution du problème simulé, sera déduite de la connaissance des lignes équipotentiellles et des lignes de force . L'automatisation de la recherche des équipotentiellles et des isoclines , décharge l'opérateur d'une multitude de mesures fastidieuses et met entre ses mains un outil fiable, rapide et précis.

L'originalité du système qui a été conçu dans ce but, réside dans le choix de moteurs pas à pas pour commander les déplacements du dispositif de mesures sur la cuve. Les avantages de tels moteurs vis à vis des servomoteurs classiques, sont de pouvoir utiliser directement l'information sous forme numérique et de fonctionner en boucle ouverte.

Il ne s'agit donc pas d'un système asservi, pour lequel l'information continue dans le temps comme dans l'espace caractériserait en permanence l'état du système commandé, mais d'un automatisme séquentiel. La conduite du processus se présente sous la forme d'une suite ou séquence

de phases opératoires s'enchaînant les unes aux autres conformément à un programme enregistré dans la mémoire du calculateur.

Les deux phases essentielles de conduite du processus sont d'une part la mesure du potentiel et de ses dérivées partielles au point courant de la cuve et d'autre part le déplacement incrémental vers un point de caractéristiques désirées. Le calculateur gère le bon déroulement des opérations : il traite les données reçues au stade "mesures", les compare avec une consigne (rechercher un point du potentiel donné, suivre une équipotentielle ou une isocline), calcule en conséquence le chemin optimal et assure la commande des moteurs dans ce but. Cette même séquence se réitère en affinant le résultat tant que la consigne n'est pas atteinte. Dès que le résultat escompté est obtenu, il stocke en mémoire la position voulue et décide de l'inscription sur la table d'enregistrement associée à la cuve (afin de sortir graphiquement le tracé point par point des courbes recherchées) ou de la frappe sur machine à écrire des coordonnées du point en question.

Indépendamment du relevé des potentiels sur la cuve rhéographique, le système peut être utilisé comme "table traçante", périphérique de l'I.B.M. 1800. On trouve sur le marché des moteurs pas à pas ayant un très grand nombre de pas par tour. Ceci permet une précision extrême des déplacements, de l'ordre du dixième de millimètre. Dans de telles conditions le caractère discontinu, relatif à la commande numérique disparaît pratiquement.

Les performances d'un tel système sont toutefois limitées par la réalisation mécanique de la table traçante : inertie et frottement des parties mobiles, élasticité des cables de transmission.

La difficulté d'une telle mise en oeuvre résulte de ce qu'il faut maîtriser à la fois une mécanique et une électronique de précision, une utilisation raffinée de l'ordinateur ainsi qu'un problème théorique et physique.

Chapitre I

L'ANALOGIE RHEOELECTRIQUE ET LA METHODE RHEOGRAPHIQUE

Le principe de l'analogie rhéoélectrique est basé sur la similitude des équations qui régissent d'une part le phénomène de conduction électrique dans un milieu continu et divers phénomènes physiques d'autre part. Références (1) à (8).

I.1 - EQUATIONS FONDAMENTALES

Soit un milieu conducteur dans lequel nous supposons établi un régime permanent des courants. Ayant fait choix d'un repère trirectangle de référence $O\ xyz$, considérons un point M de coordonnées (x, y, z) .

Nous appellerons $\vec{E}(x, y, z)$ le vecteur champ électrique
 $\vec{j}(x, y, z)$ le vecteur densité de courant
 $\sigma(x, y, z)$ la conductivité du milieu
au point M envisagé.

Si on n'injecte pas de courant dans le milieu, le flux étant conservatif on a :

$$\text{div } \vec{j} = 0 \quad (1)$$

Si on néglige les phénomènes d'induction, le champ dérive d'un potentiel scalaire V

$$\vec{E} = - \overrightarrow{\text{grad}} V \quad (2)$$

La loi d'Ohm permet d'écrire :

$$\vec{j} = \sigma \vec{E} = - \sigma \overrightarrow{\text{grad } V} \quad (3)$$

En associant les relations (1) et (3) on obtient l'équation générale des milieux conducteurs :

$$\text{div } (\sigma \overrightarrow{\text{grad } V}) = 0 \quad (4)$$

soit l'équation aux dérivées partielles :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(\sigma \frac{\partial V}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(\sigma \frac{\partial V}{\partial y} \right) + \frac{\partial}{\partial z} \left(\sigma \frac{\partial V}{\partial z} \right) = 0 \quad (5)$$

I.2 - PRINCIPE DE L'ANALOGIE RHEOELECTRIQUE

Le principe de l'analogie est dès lors très simple. Chaque fois que, à l'intérieur d'un certain domaine $(\mathcal{D})$, un phénomène physique dépend d'un potentiel ϕ vérifiant une équation du type (5), on pourra identifier à un coefficient près, cette fonction $\phi(x, y, z)$ au potentiel électrique $V(x, y, z)$ d'un modèle conducteur, de forme géométrique semblable à $(\mathcal{D})$. La connaissance complète de la fonction ϕ s'obtiendra par simple mesure du potentiel électrique V à l'intérieur du conducteur.

C'est la conductivité σ fonction quelconque de (x, y, z) qui confère toute sa généralité à l'équation (5). La réalisation d'un conducteur spatial dont la conductivité varie d'un point à un autre peut poser des problèmes très délicats. Souvent on se limite à l'étude de conducteurs homogènes, de conductivité σ constante. L'équation (5) se réduit alors à l'équation de Laplace :

$$\Delta V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial z^2} = 0 \quad (6)$$

Le champ d'application de l'analogie rhéoelectrique le plus vaste est celui des problèmes bidimensionnels. Pour un conducteur homogène plan dont l'épaisseur $h(x, y)$ est constante ou lentement variable, on peut considérer le potentiel en surface comme indépendant de la coordonnée d'épaisseur z et l'équation (5) devient :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[h \frac{\partial V}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[h \frac{\partial V}{\partial y} \right] = 0 \quad (7)$$

Ainsi si la fonction $\phi(x, y)$ dont dépend le phénomène physique étudié, vérifie l'équation :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[f \frac{\partial \phi}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[f \frac{\partial \phi}{\partial y} \right] = 0 \quad (8)$$

où $f(x, y)$ est une fonction donnée, on pourra représenter par analogie les variations de ϕ à l'aide d'un conducteur plan homogène d'épaisseur :

$$f(x, y) = k h(x, y)$$

k étant une constante.

I.3 - LES DEUX ANALOGIES

Dans l'analogie que nous venons de décrire, au faisceau des équipotentiels $\phi = \text{cste}$, nous avons associé le faisceau des équipotentiels $V = \text{cste}$. C'est ce qu'on appelle l'analogie directe.

Mais nous savons qu'il existe un faisceau de lignes de force $W = \text{cste}$, orthogonal au faisceau des équipotentiels $V = \text{cste}$, et la fonction de courant W satisfait à l'équation :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left[\frac{1}{h} \frac{\partial W}{\partial x} \right] + \frac{\partial}{\partial y} \left[\frac{1}{h} \frac{\partial W}{\partial y} \right] = 0 \quad (9)$$

qui est de même type que l'équation (7).

Il en résulte que la fonction ϕ étudiée peut aussi être identifiée à la fonction W à condition de choisir un conducteur plan homogène d'épaisseur h inversement proportionnelle à f . Dès lors les équipotentielles $V = \text{cste}$ ne seront autres que les lignes de force et inversement. C'est ce qu'on appelle l'analogie inverse.

Le choix du type d'analogie à adopter dépend uniquement du problème physique à étudier et des difficultés à réaliser le conducteur par l'une ou l'autre des méthodes.

I.4 - LES CONDITIONS AUX LIMITES

Jusqu'à présent, nous avons posé le problème ponctuellement, mais nous n'en avons pas arrêté les limites. Il est bien évident que tous les champs laplaciens, par exemple, sont régis par la même équation, mais la solution de chaque problème étudié dépend essentiellement des conditions aux limites.

On distingue en général trois sortes de conditions aux limites :

- ou bien le potentiel ϕ est connu sur la frontière du domaine (2) : c'est la condition de DIRICHLET.
- ou bien c'est la dérivée normale $\frac{d\phi}{dn}$ qui est donnée sur la frontière de (2) : c'est la condition de NEUMANN.
- ou bien encore on a sur la frontière de (2) une relation de la forme : $\phi - \alpha \frac{d\phi}{dn} = \beta$: c'est la condition de FOURIER.

Nous verrons plus loin, comment on peut imposer électriquement ces différentes conditions.

I.5 - GENERALISATIONS

Chaque fois que l'équation de base d'un problème physique à étudier peut être rendue semblable à l'équation (8), soit par un artifice de calcul, soit par une transformation connue en analyse, on pourra en faire une représentation analogique rhéoelectrique, compte tenu évidemment de la connaissance et de la facilité de la réalisation des conditions aux limites.

Supposons par exemple que l'on connaisse une solution particulière $\phi_0(x, y)$ de l'équation :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(f \frac{\partial \phi}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(f \frac{\partial \phi}{\partial y} \right) = g(x, y) \quad (10)$$

on pourra étudier alors, la fonction $\Phi = \phi - \phi_0$ par analogie, puisqu'elle répond à une équation du type (8).

On pourra aussi traiter certaines équations aux dérivées partielles non linéaires par des méthodes d'approximations successives.

Citons enfin la possibilité de traiter certaines singularités par injections ponctuelles de courant i . L'équation (1) devient alors :

$$\text{div } \vec{j} = i \quad (11)$$

ce qui conduit à une équation plus générale du type

$$\text{div } \sigma \overrightarrow{(\text{grad } V)} + i = 0 \quad (12)$$

I.6 - LA CUVE RHEOELECTRIQUE

Lorsque le conducteur choisi pour la réalisation de la méthode analogique est l'eau contenue dans un bassin, on parle de méthode de la cuve rhéoelectrique.

L'eau ordinaire qui n'exige aucune préparation, ni précaution pour sa manipulation est un électrolyte tout à fait particulier. Elle reste homogène, sinon en température, du moins en concentration. Sa résistivité moyenne de 3.000 à 5.000 Ωcm convient parfaitement, mais varie sensiblement avec la température.

Le modèle de la cuve rhéoélectrique présente de nombreux avantages. La surface est parfaitement plane et horizontale, ce qui permet de régler plus facilement les conditions d'épaisseur. Non seulement on peut relever les potentiels en surface, mais encore au sein du liquide. Il y a toutefois des inconvénients à cause du risque d'électrolyse et de polarisation des électrodes. Le courant alternatif fait disparaître le premier risque, mais non complètement le second, auquel cas il est nécessaire de prendre certaines précautions.

.7 - LA METHODE RHEOELECTRIQUE

Le principe même de la cuve rhéoélectrique ne permet d'aborder que l'étude de problèmes à deux dimensions. Autrement dit, les problèmes physiques qui peuvent être traités par l'analogie rhéoélectrique, répondent à l'équation (8) :

$$\frac{\partial}{\partial x} \left(f \frac{\partial \phi}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left(f \frac{\partial \phi}{\partial y} \right) = 0$$

où $f(x, y)$ ne peut être qu'une fonction constante en linéaire. En effet le modelage du fond de la cuve est très difficile à réaliser. Mais l'inclinaison de la cuve permet d'obtenir une épaisseur d'électrolyte constante ou à variation linéaire.

Pour imposer les conditions aux limites, des modèles sont placés dans le bassin, baignant dans l'électrolyte. Le modèle est généralement constitué de parties massives, isolantes et d'électrodes conductrices.

Dans le cas de conditions de DIRICHLET il faut fixer une distribution connue de potentiels sur la frontière du domaine à étudier. S'il s'agit d'un potentiel constant, il suffira d'une seule électrode ayant la forme de la frontière, et sur laquelle est appliquée la valeur désirée du potentiel. Si le potentiel doit varier le long de la frontière, la loi de variation est réalisée par paliers grâce à de petites électrodes disséminées sur le pourtour du domaine, de largeurs établies en tenant compte du gradient de potentiel. Chaque électrode conductrice est séparée de ses voisines par de petits intervalles constants.

Dans le cas de conditions de NEUMANN c'est une distribution connue de la dérivée normale $\frac{dV}{dn}$ du potentiel qu'il faut se donner sur la frontière. D'un point de vue électrique, ceci revient à imposer une distribution connue d'intensité puisque l'on peut écrire :

$$i = \sigma \frac{dV}{dn} dS$$

En particulier si la dérivée normale est nulle, l'intensité l'est également et la partie correspondante de la frontière doit être isolante. Si la dérivée normale n'est pas nulle, il faut la réaliser par paliers, comme pour les potentiels, en alimentant de petites électrodes à courant constant.

Enfin pour réaliser des conditions de FOURIER, sont imposées de la même façon des combinaisons linéaires de tensions ou de courants, le long de la frontière du modèle.

I.8 - POSITION DU PROBLEME

Le modèle rhéoélectrique choisi est le plus simple. Nous étudions l'équation de Laplace à deux dimensions :

$$\Delta V = \frac{\partial^2 V}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 V}{\partial y^2} = 0$$

avec une condition aux limites de DIRICHLET.

L'analogie sera obtenue en maintenant constante l'épaisseur d'électrolyte. Il suffit de régler le fond de la cuve dans un plan horizontal.

Faisant abstraction de la troisième dimension (l'épaisseur), la cuve contenant l'électrolyte peut être assimilée à un rectangle situé dans un plan horizontal (fig. I.1).

Par convention, l'axe des x sera choisi parallèlement au grand axe (longueur) de la cuve et l'axe des y parallèlement au petit axe (largeur de la cuve).

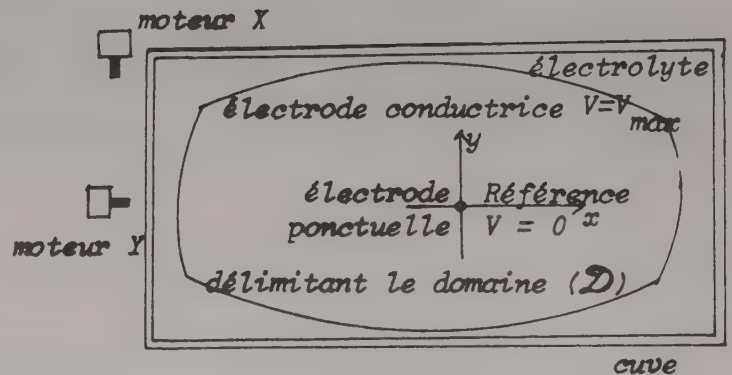


FIG. I.1

En agissant sur l'un des deux moteurs de commande, on peut se déplacer dans la direction de l'axe des x , ou de l'axe des y . Nous appellerons ces moteurs respectivement : moteur X et moteur Y. Ces axes seront gradués en choisissant comme unité de longueur le "pas linéaire" (voir chapitre II) du moteur pas à pas correspondant.

Le domaine (D) est délimité par une électrode conductrice portée au potentiel $V_{\max}$, et dont la forme imposera l'équipotentielle périphérique $V = V_{\max}$. Nous étudierons alors la répartition du potentiel dans l'électrolyte à l'intérieur de cette électrode et autour d'une électrode ponctuelle portée au potentiel de référence $V = 0$. Pour cela, il suffit de faire le tracé automatique des lignes équipotentielles $V = \text{cste}$, comprises entre $V_{\max}$ et 0, et des lignes de force orthogonales aux lignes équipotentielles.

L'intérêt de cette configuration est double. D'une part, elle permet de vérifier la précision du servomécanisme conçu, puisque les équipotentielles sont des lignes fermées. Il faudra s'assurer que dans les mêmes conditions expérimentales, les tracés se superposent. D'autre part, elle permet de tester la sensibilité du système puisque dans la majeure partie du domaine à étudier, les variations de potentiel sont très faibles. Ce n'est qu'au voisinage de l'électrode ponctuelle de référence que le potentiel décroît rapidement.

Si l'étude de l'équation de Laplace dans un tel domaine ne présente pas une grande originalité, elle constitue néanmoins un test pour le matériel réalisé, car dans la mesure où les résultats expérimentaux sont excellents, et que le traceur automatique se révèle comme étant un outil fiable, précis et sensible, cette méthode sera très facilement applicable à n'importe quel problème physique, susceptible d'être traité par l'analogie rhéoelectrique.

I.9 - LA MESURE DES POTENTIELS

La mesure d'un potentiel en un point quelconque du domaine étudié, se fait à l'aide d'une sonde ponctuelle plongeant dans l'électrolyte. Dans un premier temps, il faut s'assurer de la validité de la mesure, qui ne doit pas perturber le phénomène. Pour cela prenons un exemple simple et considérons le cas d'une cuve parallélépipédique délimitée en ses extrémités par deux électrodes planes et parallèles A et B (fig. I.2).

Le potentiel à la pointe de la sonde n'est égal au potentiel analogique du point S qu'en l'absence de courant dans la sonde.

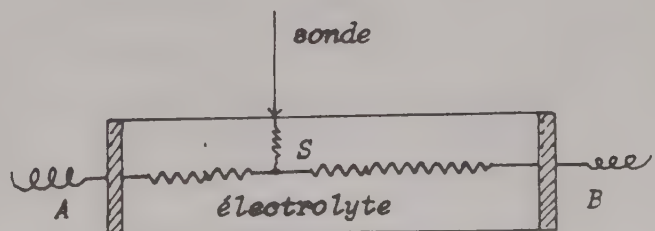


FIG. I.2

Le dispositif de détermination du potentiel doit donc présenter une impédance d'entrée infinie, ou du moins très grande devant la résistance équivalente de l'électrolyte entre A et B.

Dans le dispositif conçu pour la mesure du potentiel, il y a en fait cinq sondes très fines, disposées et numérotées comme indiqué sur la figure I.3.

Les sondes S_2, S_0, S_1 équidistantes de d sont alignées dans la direction de l'axe des x . Les sondes S_4, S_0, S_3 équidistantes de d sont alignées dans la direction de l'axe des y .

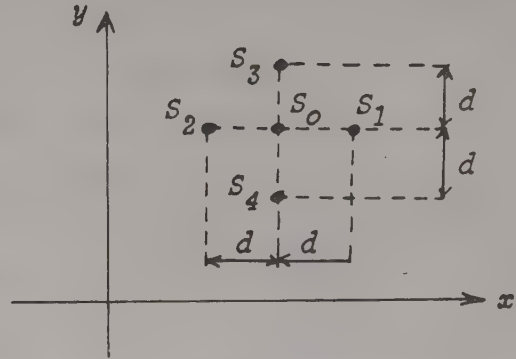


FIG. I.3

Soient V_0, V_1, V_2, V_3, V_4 les potentiels mesurés respectivement en S_0, S_1, S_2, S_3, S_4 . La distance d étant très petite devant les dimensions de la cuve, un calcul approché calqué sur la méthode des différences finies conduit aux expressions suivantes :

$$\left. \begin{aligned} \left(\frac{\partial V}{\partial x} \right)_0 &= \frac{V_1 - V_2}{2d} & \left(\frac{\partial V}{\partial y} \right)_0 &= \frac{V_3 - V_4}{2d} \\ \left(\frac{\partial^2 V}{\partial x^2} \right)_0 &= \frac{V_1 + V_2 - 2V_0}{d^2} & \left(\frac{\partial^2 V}{\partial y^2} \right)_0 &= \frac{V_3 + V_4 - 2V_0}{d^2} \end{aligned} \right\} \quad (13)$$

pour les dérivées partielles du premier et du second ordre, compte tenu de la configuration des sondes.

Le choix de cinq sondes n'est donc pas arbitraire. Outre la connaissance du potentiel V_0 , les valeurs de V_1, V_2, V_3, V_4 conduisent au calcul des composantes du gradient. Il est alors possible de commander un déplacement soit dans la direction du gradient, soit dans la direction perpendiculaire, le long d'une équipotentielle. D'autre part, la comparaison des accroissements de potentiel $V_1 - V_0, V_2 - V_0, V_3 - V_0, V_4 - V_0$ permet de décider dans quel sens doit se faire le déplacement, compte tenu de critères d'excursion que nous envisagerons plus tard.

La mesure du potentiel n'est toutefois pas aussi simple que l'on pourrait penser. Il ne faut pas oublier que l'on ne peut alimenter des électrodes plongeant dans l'eau avec des tensions continues à cause des phénomènes d'électrolyse et de polarisation des électrodes. En général, les électrodes sont alimentées par des tensions alternatives, sinusoïdales. Mais alors les relevés des potentiels sur les cinq sondes doivent être faits simultanément, en phase avec la tension génératrice, au maximum de l'alternance positive ou au minimum de l'alternance négative, pour que la précision soit la meilleure. Ces conditions ne sont pas très aisées à respecter. Aussi nous avons décidé d'alimenter la cuve par des tensions alternatives en forme d'ondes carrées. Pendant tout le temps que dure une alternance on peut lire séquentiellement les potentiels sur les sondes. En raison des capacités parasites réparties dans l'eau, le front montant et le front descendant de l'onde carrée peuvent être arrondis. Pour tenir compte de cet état de fait, il suffira de faire les mesures sur plusieurs périodes, permuter à chaque fois l'ordre de lecture des différentes sondes et moyenner ces différents résultats.

Le résultat définitif de ce calcul sous forme de moyenne, conduit à une valeur du potentiel que l'on peut considérer comme identique à celui qui proviendrait d'une source de tension continue.

Pratiquement, nous confondrons désormais la tension mesurée sur une sonde et la valeur efficace de l'onde carrée apparue sur la sonde. Enfin par convention, nous affecterons la valeur 10.000 au potentiel $V_{\max}$, et les potentiels que nous déterminerons seront donc assimilés à des nombres entiers positifs compris entre 1 et 10.000.

I.10 - RECHERCHE D'UNE LIGNE EQUIPOTENTIELLE

De nombreux auteurs ont déjà traité le problème du tracé automatique des lignes équipotentiellles. Réf. (9) à (16).

Avant de pouvoir décrire une ligne équipotentielle, il faut pouvoir trouver l'un des points de potentiel V_d désiré. Nous supposons donc que la sonde centrale S_0 se trouve initialement en un point M_0 que nous pouvons choisir comme origine d'un système d'axes $M_0 xy$.

Soient V_0, V_1, V_2, V_3, V_4 les potentiels mesurés respectivement par les sondes S_0, S_1, S_2, S_3, S_4 .

La figure I.4 schématise les conditions initiales que nous prenons et nous y représentons arbitrairement les équipotentiellles $V_0 = \text{cste}$ et $V_d = \text{cste}$ ainsi que la ligne de force au point M_0 .

Nous pouvons commander le déplacement du porte-sondes suivant l'axe des x en asservissant le moteur X à la tension d'erreur $V_d - V_0$. Le trajet sera $\overline{M_0 A}$.

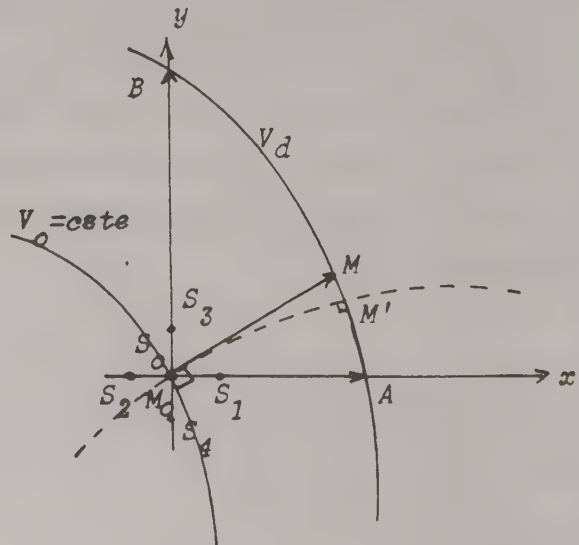


FIG. I.4

Nous pouvons aussi commander le déplacement du porte-sondes suivant l'axe des y en asservissant le moteur Y de la même façon par la tension d'erreur $V_d - V_o$, le trajet est alors $\overrightarrow{M_o B}$.

Mais les moteurs tournant à vitesse constante, pour gagner du temps, nous allons essayer de commander le déplacement du porte-sondes suivant le chemin le plus court, à savoir $\overrightarrow{M_o M'}$, le long de la ligne de force. La commande sera faite en agissant simultanément sur les deux moteurs, pour que le déplacement résultant se fasse dans la "direction du gradient".

Dans ce but appelons x et y les coordonnées du point M à atteindre. Si x et y sont "petits", en négligeant les termes du second ordre on pourra écrire :

$$V_d = V_o + x \left[\frac{\partial V}{\partial x} \right]_o + y \left[\frac{\partial V}{\partial y} \right]_o \quad (14)$$

Puisque nous nous déplaçons dans "la direction du gradient" :

$$\frac{\left[\frac{\partial V}{\partial x} \right]_o}{x} = \frac{\left[\frac{\partial V}{\partial y} \right]_o}{y} \quad (15)$$

A partir de (14) et (15) nous pouvons calculer :

$$x = \frac{\left[\frac{\partial V}{\partial x} \right]_o (V_d - V_o)}{\left[\frac{\partial V}{\partial x} \right]_o^2 + \left[\frac{\partial V}{\partial y} \right]_o^2}, \quad y = \frac{\left[\frac{\partial V}{\partial y} \right]_o (V_d - V_o)}{\left[\frac{\partial V}{\partial x} \right]_o^2 + \left[\frac{\partial V}{\partial y} \right]_o^2} \quad (16)$$

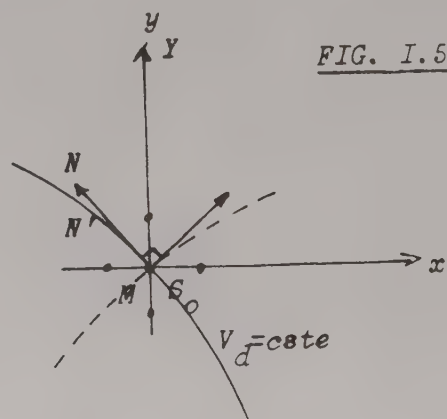
Les relations (13) conduisent finalement à :

$$x = 2 d \frac{(V_1 - V_2)(V_d - V_0)}{(V_1 - V_2)^2 + (V_3 - V_4)^2} , \quad y = 2 d \frac{(V_3 - V_4)(V_d - V_0)}{(V_1 - V_2)^2 + (V_3 - V_4)^2} \quad (17)$$

En réalité x et y ne sont pas "infinitement petits" et il est très probable que ce calcul approché, en se limitant aux termes du premier ordre, ne conduise pas au point M désiré sur l'équipotentielle $V_d = \text{cste}$. Tout au moins s'en sera-t-on rapproché. En reprenant la méthode dans ces nouvelles conditions, l'approximation sera meilleure et la méthode finira par converger au bout d'un nombre fini d'essais.

Une fois atteint un point de l'équipotentielle $V_d = \text{cste}$, il faut la décrire dans un sens ou dans un autre. Nous asservirons cette fois-ci le déplacement à se faire dans une direction déduite de celle du gradient par une rotation de $+\frac{\pi}{2}$ comme indiqué sur la figure I.5.

Si x et y sont les composantes du nouveau trajet $\vec{MN}$ à effectuer, nous pouvons écrire :



$$x \frac{\partial V}{\partial x} + y \frac{\partial V}{\partial y} = 0 \quad (18)$$

Afin de ne pas trop s'écarter de l'équipotentielle et de la décrire le plus rapidement possible, nous choisirons :

$$x = -k \frac{\frac{\partial V}{\partial y}}{\frac{dV}{dn}} , \quad y = k \frac{\frac{\partial V}{\partial x}}{\frac{dV}{dn}} \quad (19)$$

La constante k dépend de la valeur du gradient et sera déterminée expérimentalement. Si le gradient est faible, on peut envisager un grand déplacement, mais si le gradient est élevé, il faut resserrer les points de mesure.

Les relations (13) conduisent aux formules :

$$x = -k \frac{V_3 - V_4}{\sqrt{(V_1 - V_2)^2 + (V_3 - V_4)^2}}, \quad y = k \frac{V_1 - V_2}{\sqrt{(V_1 - V_2)^2 + (V_3 - V_4)^2}} \quad (20)$$

Si le point N atteint ne se trouve plus sur l'équipotentielle, en appliquant la première méthode et les formules (17), on se déplacera suivant $\overrightarrow{NN'}$.

Chapitre II

LES MOTEURS PAS A PAS

II.1 - INTRODUCTION

Les moteurs pas à pas (stepping motors), après une longue période d'intérêt modéré, apparaissent désormais comme la meilleure et souvent l'unique solution à de nombreux problèmes de contrôle. Pendant quelques années, ils ont été écartés au profit de systèmes à servomécanismes très élaborés et coûteux, dont les performances de couple, de vitesse et de précision étaient supérieures à celles de la première génération de moteurs pas à pas.

Maintenant le marché offre des moteurs pas à pas qui présentent l'avantage d'un faible coût, sans avoir les inconvénients inhérents aux servomécanismes, très sensibles, et qui nécessitent de convertir l'informatique d'entrée en tension analogique.

En effet la caractéristique essentielle d'un moteur pas à pas est d'utiliser directement l'information numérique, ce qui permet de convertir des signaux électriques digitaux en un mouvement mécanique proportionnel. Ils sont très puissants ; à volume et à poids égaux, un moteur pas à pas a un couple moteur bien plus grand qu'un servo-moteur. Ils sont en outre très robustes, n'ayant généralement aucun contact glissant, car leur construction

est semblable à celle des moteurs synchrones. Leur réponse est la plus rapide de tous les systèmes électromécaniques existant à ce jour, souvent inférieure à 1 milliseconde. Ils peuvent passer instantanément de la marche avant à la marche arrière ou inversement, et s'arrêter net. Enfin ils fonctionnent en boucle ouverte, car leur très grande précision dispense de toute boucle fermée onéreuse.

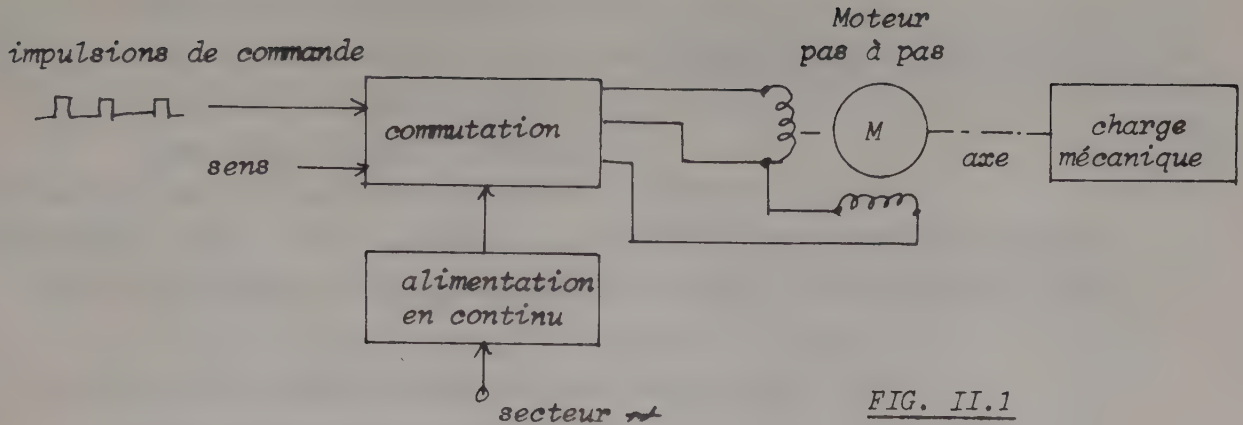
Ce sont donc finalement des systèmes plus sûrs, nécessitant beaucoup moins d'entretien et de surveillance que les systèmes classiques. Ils deviennent très prisés comme interface dans la plupart des systèmes de traitement des données. Réf (17) à (21).

II.2 - DEFINITION ET CONCEPTION

Un moteur pas à pas est un moteur dont la rotation de l'axe se fait par bonds successifs. Le moteur tourne d'un angle donné appelé "pas", chaque fois qu'il reçoit une impulsion électrique. La rotation a lieu dans un sens ou l'autre, par l'intermédiaire d'un inverseur mécanique ou d'un commutateur électronique. Les impulsions de commande peuvent être fournies par un oscillateur à fréquence variable, un multivibrateur, un relais, un commutateur, un capteur photosensible, etc...

Par définition le pas angulaire est l'angle nominal entre deux positions adjacentes de rotation de l'axe. A l'angle P du pas correspond le nombre $N = \frac{360^\circ}{P}$ de pas par tour.

Un moteur pas à pas (figure II.1) a une construction semblable à celle d'un moteur synchrone.



La partie fixe ou stator comporte un nombre de bobines appelées "phases" régulièrement réparties sur son périmètre. La partie tournante ou "rotor" dépend du type de moteur.

Il existe deux types de moteurs pas à pas :

a) Les moteurs à réluctance variable

Le rotor est à encoches et se positionne dans la direction de réluctance magnétique minimale. Ces moteurs conviennent quand des couples, des fréquences élevées et de faibles pas angulaires sont nécessaires.

b) Les moteurs à aimant permanent

Le rotor est un aimant permanent et se positionne dans le sens du flux maximal. Ils sont de construction simple, à faible encombrement, mais à grands angles de pas. Ils possèdent deux avantages inhérents à leur conception : un meilleur amortissement qui permet d'éliminer simplement les effets de résonance et une limite au dépassement du pas.

Certains moteurs pas à pas hybrides utilisent simultanément les deux types précédents afin d'obtenir un couple moteur plus grand.

II.3 - PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT

Prenons l'exemple d'un moteur pas à pas à aimant permanent possédant un stator 4 - phases et un rotor 2 - pôles comme représenté sur les figures II.2 tirées de la documentation POLYMOTOR SEDELEM.

Si un champ magnétique se manifeste dans les 2 stators PQ ou RS, les pôles du rotor sont attirés par les pôles opposés du stator. Si la direction du champ magnétique est inversée par l'intermédiaire des commutateurs C_1 et C_2 , les pôles du stator concerné changent de polarité. Le rotor tourne d'un pas dans la direction donnée par la nouvelle disposition des pôles statoriques.

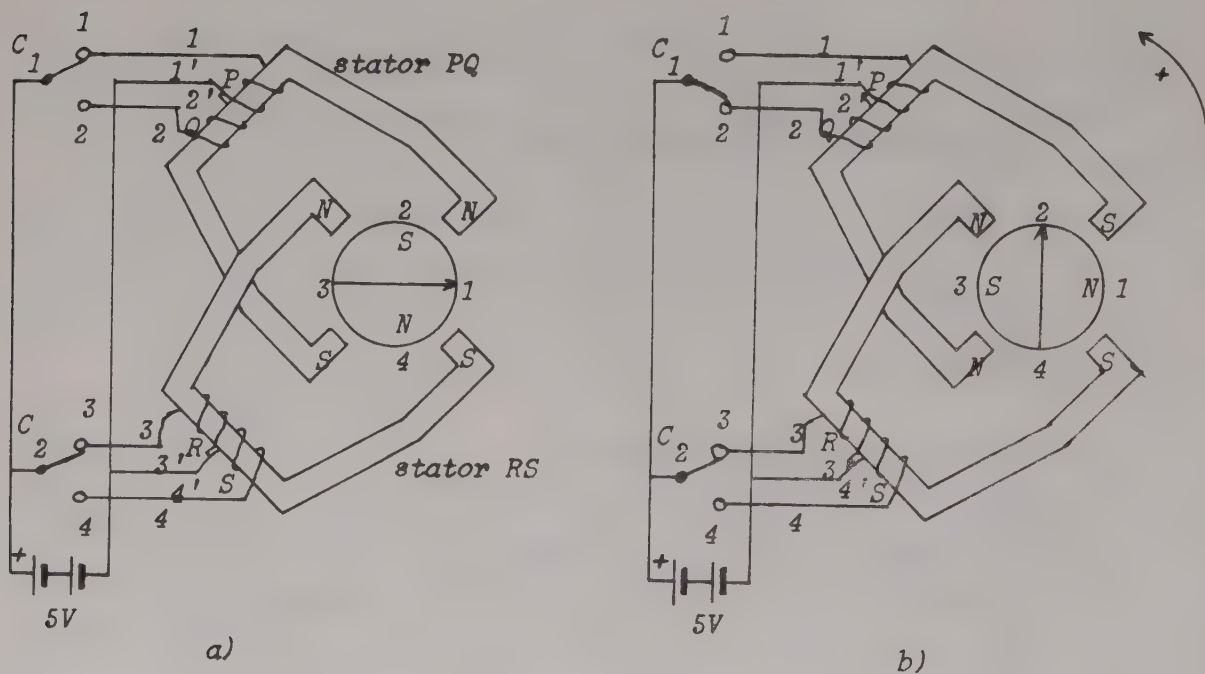
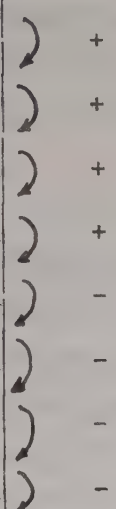
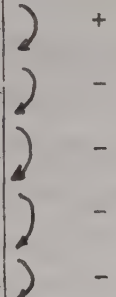


FIG. II.2

Dans le cas de la figure a) les phases P et R sont alimentées et le rotor occupe la position 1. Si maintenant ce sont les phases

Q et R qui sont alimentées, comme dans le cas de la figure b), le rotor tourne de 90° dans le sens trigonométrique (+) et passe à la position 2. Les positions 3 et 4 sont obtenues de la même façon par commutation cyclique des phases.

La rotation pas à pas s'obtient donc en renversant les directions des champs statoriques grâce aux commutateurs C_1 et C_2 . Le nombre de pas est égal au nombre de commutations. Le sens de rotation dépend de la séquence d'excitation des phases du stator (voir tableau ci-dessous) :

Commutateur		phases excitées	position du rotor	sens de rotation
C1	C2			
1	4	P , S	4	
1	3	P , R	1	
2	3	Q , R	2	
2	4	Q , S	3	
1	4	P , S	4	
2	4	Q , S	3	
2	3	Q , R	2	
1	3	P , R	1	
1	4	P , S	4	

Si l'on prend la position 4 du rotor comme position de référence, c'est le commutateur C2 qu'il faut modifier avant le commutateur C1 pour avoir le sens de rotation antihoraire (+) ; inversement c'est le commutateur C1 qu'il faut modifier avant le commutateur C2 pour avoir le sens de rotation horaire (-).

La figure II.3 représente un moteur pas à pas à réluctance variable possédant un stator 12 - phases et un rotor en fer doux à 8 dents. La rotation est obtenue de la même façon que précédemment en commutant l'ordre d'excitation des bobines statoriques.

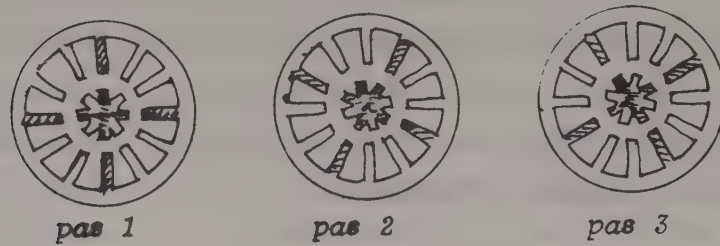


FIG. II.3

Les pôles actifs sont hachurés pour les trois premiers pas figurés, les bobines n'étant pas représentées. On notera le point de repère marqué sur une dent du rotor et son mouvement d'un pas au suivant. On voit que chaque pas est de 15° .

Il est possible de diviser par deux les pas angulaires en tenant compte de positions intermédiaires. Reprenons le moteur 4 - Phases, 2 - pôles à aimant permanent de la figure II.2. Si les phases Q et R sont alimentées (cas b) le rotor se trouve en position 2. Si on place le commutateur C_2 en position intermédiaire 0, voir figure II.4, le stator RS n'est plus alimenté, le rotor tourne d'un demi-pas et vient dans la position intermédiaire 2 1/2 dans le sens antihoraire.

Si c'est le stator PQ qui n'est plus excité (commutateur C_1 en position 0) le rotor tourne dans le sens horaire et vient dans la position 1 1/2.

Cette solution qui double le nombre de pas par tour est peu utilisée car le fonctionnement se fait alors à couple réduit.

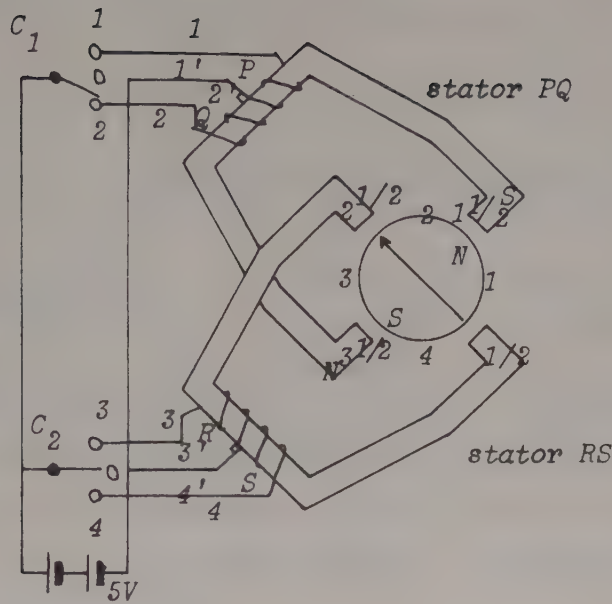


FIG. II.4

II.4 - CARACTERISTIQUES GENERALES DES MOTEURS PAS A PAS

a) Les caractéristiques statiques

Elles concernent le moteur au repos, c'est-à-dire lorsque son axe ne tourne pas. Si le moteur est excité par un courant continu, ce courant aimante les pôles du stator qui exercent alors une certaine force d'attraction sur le rotor et le maintiennent dans une position d'équilibre stable. Sous l'effet d'un couple extérieur sur l'axe du moteur, celui-ci tournera d'un angle appelé "écart" ou "dévi-ation", proportionnel au couple extérieur. Si l'on augmente ce dernier, l'écart augmentera jusqu'au moment où l'axe tournera brusquement pour s'arrêter à une nouvelle position d'équilibre. A ce moment on dit que le couple extérieur a dépassé le "couple de maintien".

Si le moteur n'est pas excité, dans le cas d'un rotor à aimant permanent, on constate les mêmes phénomènes mais pour un couple environ dix fois plus faible que le couple de maintien, et appelé "couple de détente". Il correspond à l'attraction de l'aimant sur les pôles statoriques non excités. Dans le cas d'un rotor à réluctance variable, l'axe du moteur ne présente plus aucune résistance à la

rotation, car il n'y a plus aucune aimantation en l'absence d'excitation.

b) les caractéristiques dynamiques

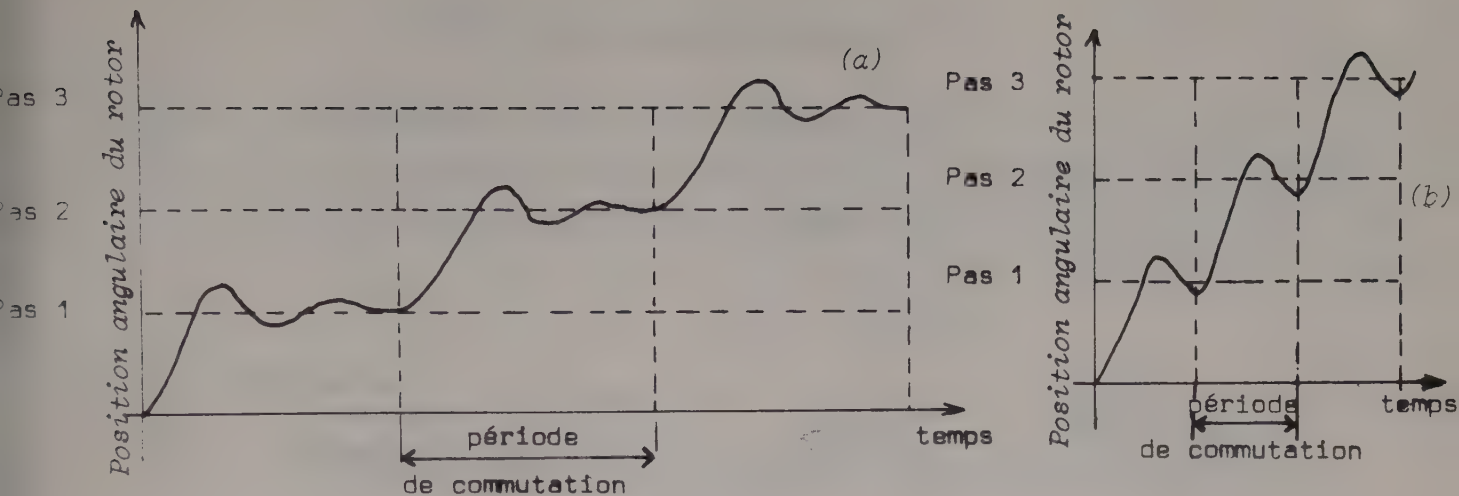
Nous avons vu que la rotation du moteur pas à pas dépendait de la commutation des phases par le jeu de commutateurs. Pour de faibles vitesses, on peut utiliser des commutateurs mécaniques, commandés par cames. Mais en général, on préfère user de commutateurs électroniques comportant des transistors jouant le rôle d'interrupteurs. L'ensemble de commutation est commandé par des impulsions dont la fréquence F détermine la vitesse V du moteur :

- en tours par seconde : $V = \frac{F \times P}{360^\circ} = \frac{F}{N}$ (tr/s)

- en tours par minute : $V = \frac{F \times P \times 60}{360^\circ} = \frac{F \times 60}{N}$ (tr/mn)

Les constructeurs indiquent souvent le nombre maximal de pas par seconde, c'est-à-dire la "fréquence maximale" F des impulsions.

Les moments d'inertie du rotor et de la charge extérieure fixée rigidement à l'axe jouent un rôle important lorsqu'une impulsion est envoyée pour faire tourner le moteur. Au début de l'impulsion le rotor se met en marche progressivement. A la fin de l'impulsion, il ne s'arrête pas immédiatement : il oscille autour de sa nouvelle position d'équilibre comme le montre la figure II.5.



a) les oscillations sont amorties avant le pas suivant

b) les oscillations n'ont plus le temps de s'amortir

FIG. II.5

Si la fréquence des pas augmente jusqu'à atteindre celle des oscillations, la "vitesse maximale" est atteinte. C'est ce qu'on appelle la "condition de résonance". Au delà, chaque impulsion commence avant que les oscillations dues à la précédente aient cessé. Le rotor peut alors soit s'arrêter, soit tourner à une vitesse multiple de la vitesse désirée, soit même tourner dans le mauvais sens.

Revenons au problème de l'écart en présence d'un couple extérieur. Si le moteur tourne dans un sens tel que le couple antagoniste s'oppose à la direction de rotation, à la première impulsion l'axe tournera d'un angle égal au pas moins l'écart. Mais si ce couple reste constant, l'angle à la seconde et aux impulsions suivantes sera égal au pas. Si le moteur tourne dans les deux sens, les seuls angles différents du pas seront ceux suivant immédiatement l'inversion du sens de rotation. Auquel cas, il faut tenir compte de l'écart.

c) Caractéristiques couple-vitesse

La caractéristique la plus importante pour le choix d'un moteur pas à pas est la variation du couple utile en fonction de la vitesse. Les courbes ont souvent l'allure de la figure II.6.

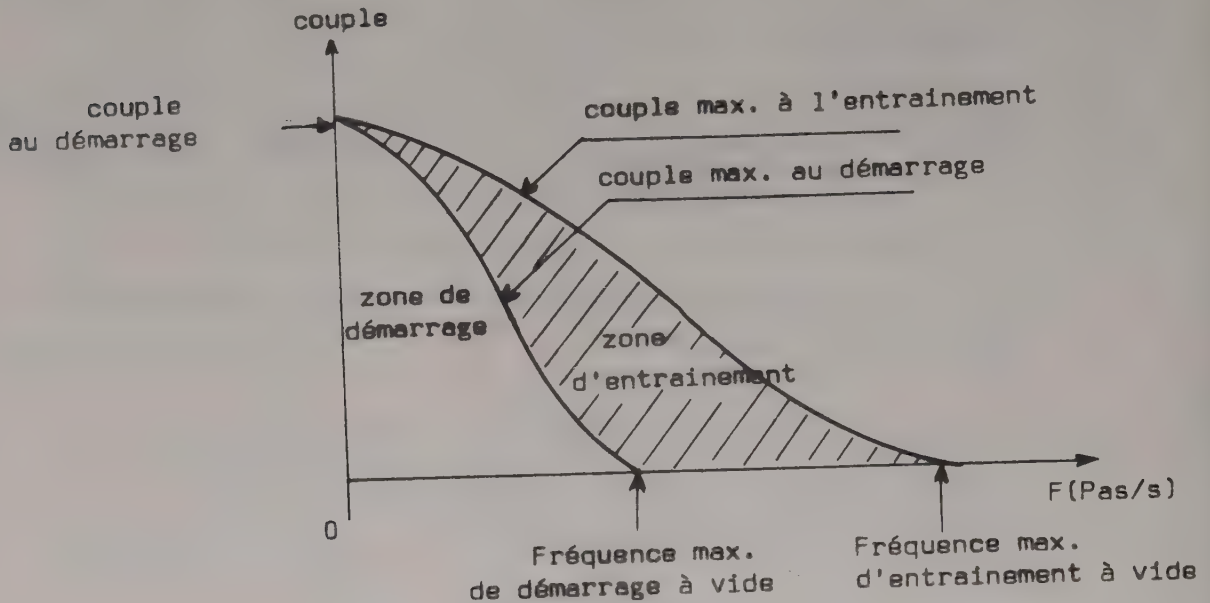


FIG. II,6

A mesure que la fréquence augmente, l'impédance des selfs du stator augmentent et le courant qui les traverse diminue ainsi que le couple. A la vitesse maximale, le couple est nul.

Le moteur pas à pas peut fonctionner :

- soit dans la "zone de démarrage" où il peut démarrer, s'arrêter ou changer de sens brusquement, ceci sans perte de pas. Cette zone est comprise entre les axes de coordonnées et la courbe du "couple maximal au démarrage". Elle est limitée par la fréquence maximale de démarrage à vide, sans perte de pas.
- soit dans la "zone d'entraînement" ou de "survitesse". Le rotor suit le champ tournant créé par le stator comme un moteur synchrone, au maximum de ses possibilités. Malheureusement il ne peut démarrer,

s'arrêter ou changer de sens sans perte de pas. Pour ce faire, sans perte de pas, il faut revenir dans la zone de démarrage en diminuant la fréquence. Le circuit de compensation sur chaque phase que nous verrons ultérieurement est indispensable pour permettre le fonctionnement du moteur dans la zone d'entraînement.

d) Influence de la charge mécanique du moteur

La charge mécanique du moteur pas à pas peut être à "frottement" ou à "inertie" et le comportement du moteur en dépend beaucoup.

Si c'est l'inertie de la charge qui est la plus importante, la courbe de démarrage est décalée vers la gauche car il faut diminuer la fréquence des pas pour assurer un fonctionnement correct. La vitesse maximale au démarrage diminue suivant la formule :

$$V_c = \frac{V_v}{\sqrt{1 + \frac{I_c}{I_R}}}$$

avec V_c = vitesse maximale en charge

V_v = vitesse maximale à vide

I_c = inertie de la charge

I_R = inertie du rotor

Par contre l'inertie de la charge ne modifie pas beaucoup la courbe de vitesse maximale à l'entraînement.

II.5 - CHOIX DES MOTEURS PAS A PAS

Les moteurs adoptés pour la commande du traceur automatique, sont deux moteurs STEP - SYN, Réf. 103.807.5 de la S.F.M.I.

Leurs principales caractéristiques sont :

a) du point de vue mécanique

- Poids : 1,5 kg
- Inertie du rotor : 600 g/cm^2
- Pas angulaire : $P = 1,8^\circ$ avec une précision de $\pm 0,1^\circ$
- Nombre de pas par tour : $N = 200$

b) du point de vue électrique

- 2 phases, 4 enroulements
- Résistance par enroulement : $5,2 \Omega$
- Inductance par enroulement : $16,4 \text{ mH}$
- Courant nominal : 1,9 A
- Tension nominale : 5 V
- Echauffement : 60°

c) performances

- Couple statique : 10 kg.cm
- Couple dynamique maximal : 6 kg.cm
- Fréquence maximale : 900 Hz

Les courbes de la figure II.7 donnent les variations de la fréquence maximale en fonction de l'inertie, à couple résistant nul (a) et en fonction du couple résistant, à inertie constante (b).

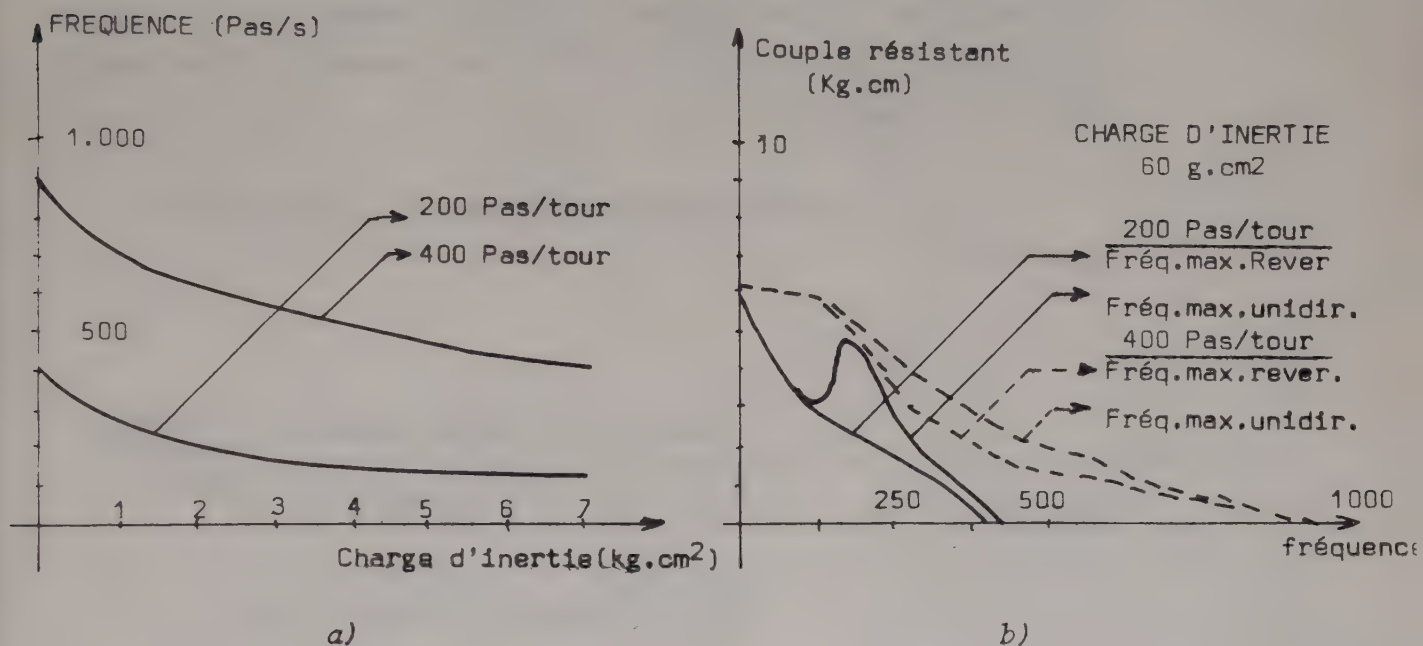


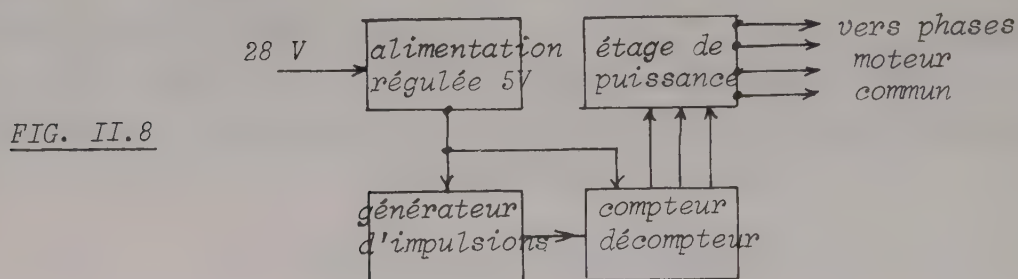
FIG. II.7

Le moteur Y entraîne une charge ayant une inertie et un frottement très faibles. La fréquence maximale d'utilisation de ce moteur peut atteindre 400 Hz. Par contre le moteur X entraîne une charge dont l'inertie peut être évaluée à 5 kg.cm² et le frottement à 1,5 kg.cm. Pour que ce moteur puisse travailler dans la zone de démarrage, la fréquence ne devra pas dépasser environ 100 Hz.

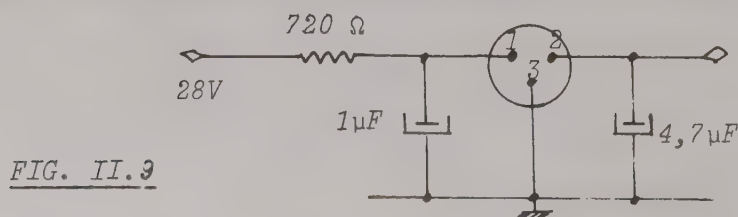
II.6 - COMMUTATEUR ELECTRONIQUE

Le rôle de ce dispositif est d'assurer la commutation successive de la tension d'alimentation sur chacune des phases du moteur pas à pas. Il est réalisé en circuits intégrés T.T.L., possède un générateur d'impulsions incorporé et ne nécessite qu'une seule tension d'alimentation : 28 V.

Le schéma synoptique correspond à celui de la figure II.8.



Les 5 V régulés pour alimenter les circuits intégrés T.T.L. sont réalisés grâce au schéma classique de la figure II.9 qui utilise un circuit LM 309 H en boîtier TO.5 régulateur de tension.



Les impulsions de commande peuvent être délivrées soit par un générateur d'impulsions interne (H_i), soit par un générateur d'impulsions externe (H_e) suivant le schéma logique de la figure II.10

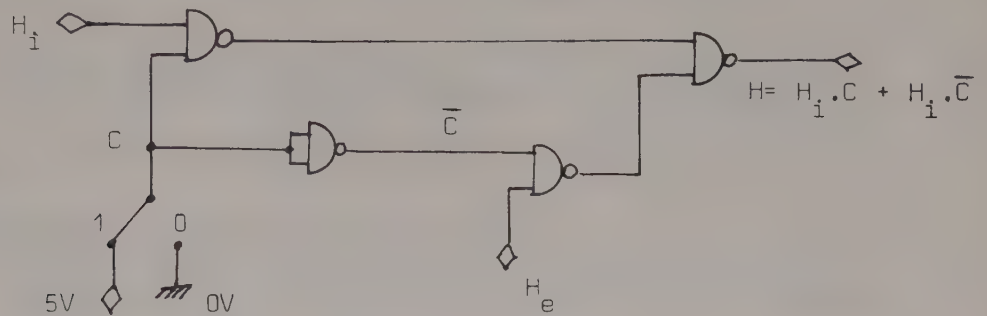


FIG. II.10

Selon que l'interrupteur C est en position 0 ou 1, le signal de sortie H correspond aux impulsions internes H_i ou aux impulsions externes H_e . Les quatre portes NAND proviennent d'un circuit intégré NS-7400. Les impulsions internes sont obtenues à partir d'un circuit intégré NS 7413 double NAND-TRIGGER de SCHMITT suivant le schéma de la figure II.11.

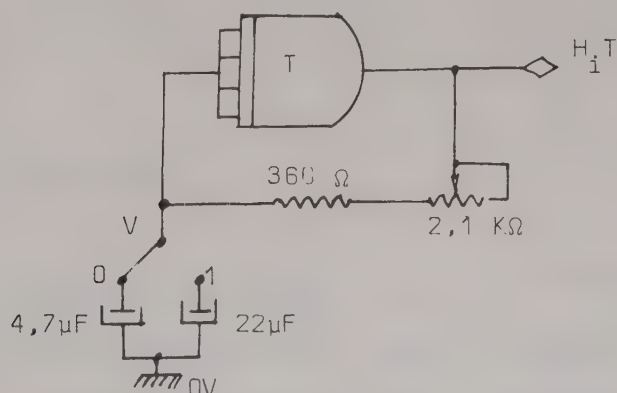


FIG. II.11

La contre réaction par résistance et capacité assure le fonctionnement du trigger de Schmitt en multivibrateur astable. Le réglage de la vitesse du moteur (ou fréquence des impulsions) se fait au moyen d'un potentiomètre de 2,1 K Ω .

L'interrupteur V permet de sélectionner la gamme de vitesse :

- en position 0, avec une capacité de $4,7 \mu\text{F}$, grande vitesse de 50 à 1.000 pas/s.
- en position 1, avec une capacité de $22 \mu\text{F}$, petite vitesse de 2 à 50 pas/s.

Le commutateur électronique sur chacune des phases du moteur correspond au schéma de la figure II.12.

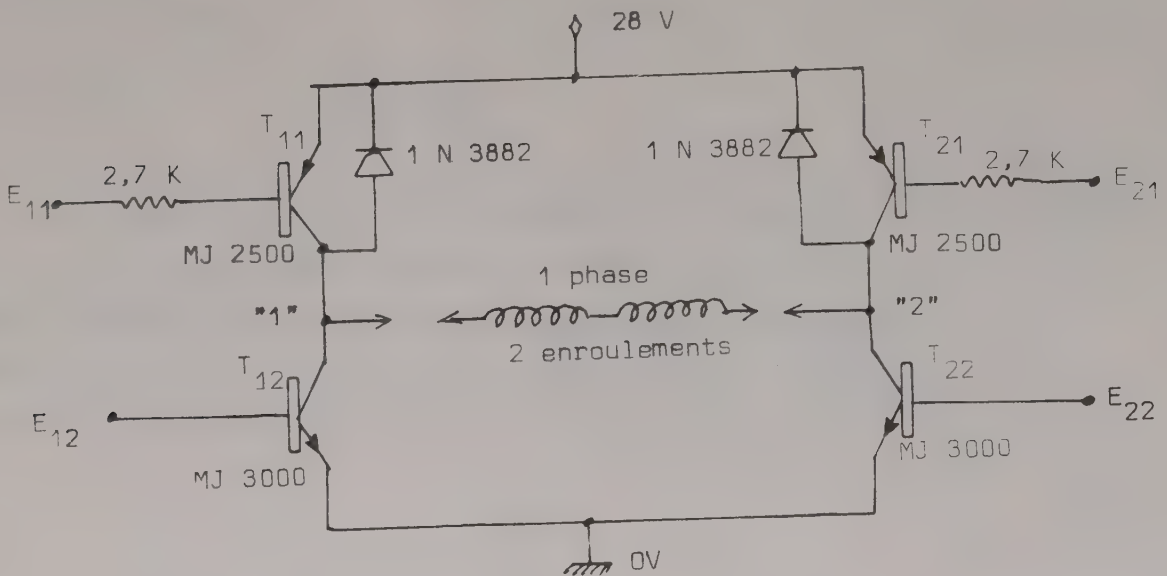


FIG. II.12

Les transistors de puissance sont des transistors Darlington MJ 3000 et MJ 2500 complémentaires. T_{11} et T_{21} PNP sont protégés de la surtension qui apparait à l'inversion du sens de courant dans la self de la phase, par des diodes 1 N 3882 qui supportent 6 A en sens direct.

Pour que la phase représentée soit parcourue par un courant de "1" vers "2", il faut que les transistors T_{11} et T_{22} soient saturés et que les transistors T_{12} et T_{21} soient bloqués. Inversement pour que le courant circule de "2" vers "1" ce sont T_{12} et T_{21} qui sont saturés et T_{11} et T_{22} qui sont bloqués.

Pour bloquer T_{11} ou T_{21} , il suffit de porter leurs entrées respectives E_{11} ou E_{21} au potentiel de 28 V. Leur saturation est assurée lorsque ces entrées sont à 0 V.

Pour bloquer T_{12} et T_{22} , il suffit de porter leurs entrées respectives E_{12} et E_{22} à 0 V. La saturation est assurée dès que le potentiel d'entrée dépasse 1,2 V.

Un circuit intégré hybride CH 40 7241 fabriqué par la Société SINTRA réalise à lui seul la commutation des deux phases du moteur pas à pas. Il commande les potentiels sur les différentes entrées, à chaque impulsion d'horloge reçue ; le sens de rotation dépend du niveau logique d'entrée S. Le niveau logique "0" correspond au sens horaire et le niveau logique "1" au sens antihoraire.

La figure II.13 donne le brochage de ce circuit intégré hybride.

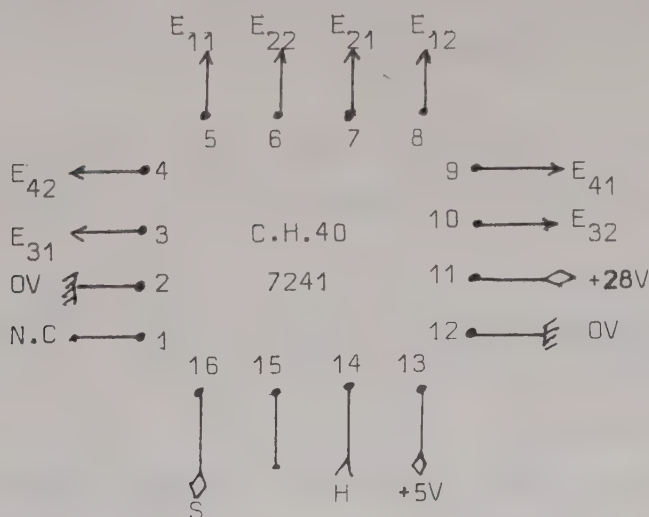


FIG. II.13

Le schéma électrique des systèmes assurant l'aiguillage des tensions sur les entrées E_{ij} , certainement complexe, ne nous a pas été communiqué.

Toutefois le relevé des potentiels aux bornes des enroulements est donné à la figure II.14.

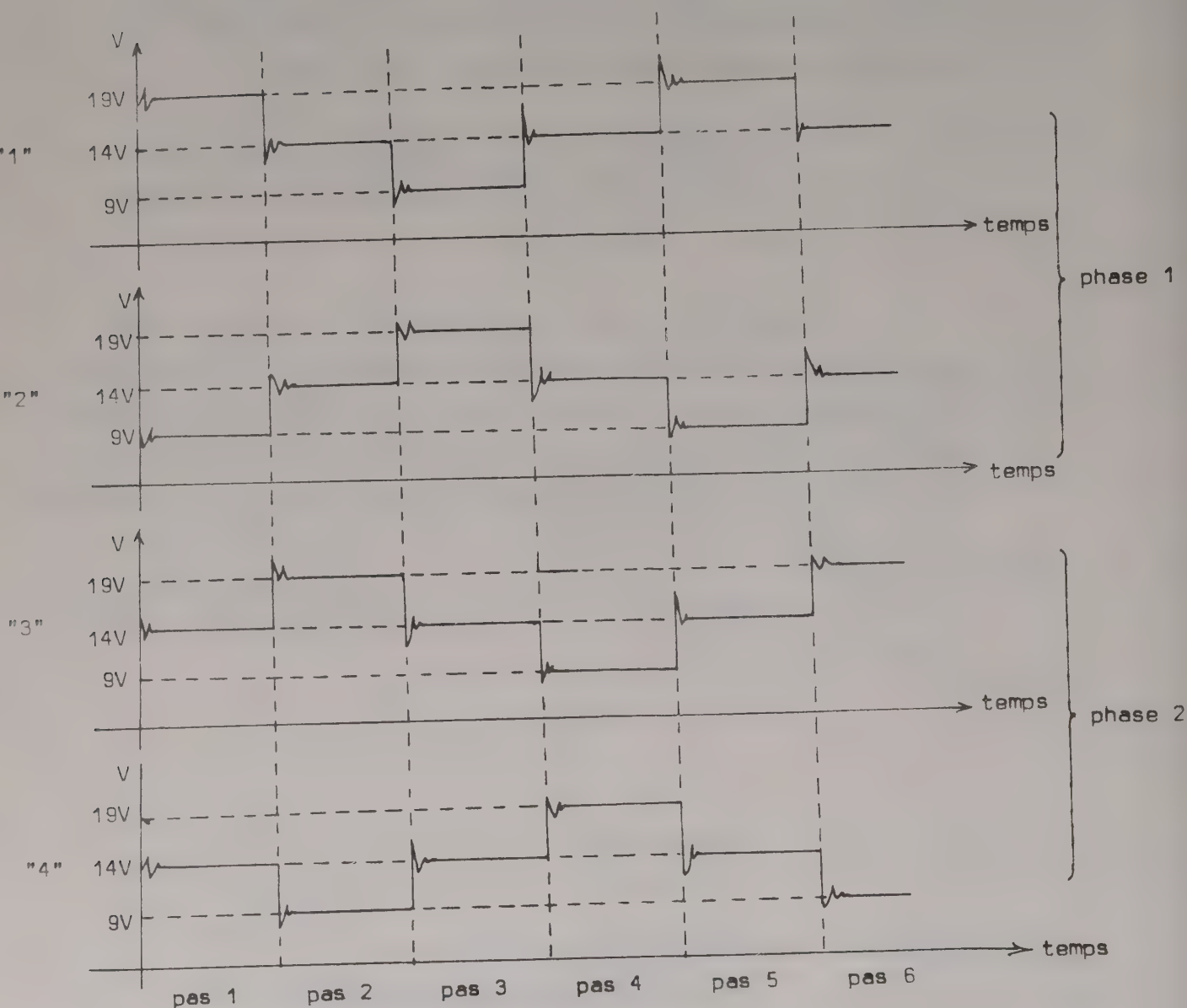


FIG. II.14

La commutation du moteur "2 phases" se fait en "4 temps". Pour le pas 1, la phase 1 est parcourue par un courant dans le sens de "1" vers "2", la phase 2 n'étant pas alimentée. Pour le pas 2, la

phase 1 n'est pas alimentée et la phase 2 est parcourue par un courant dans le sens "3" vers "4". Pour le pas 3, la phase 1 est parcourue par un courant dans le sens de "2" vers "1", la phase 2 n'étant pas alimentée. Enfin pour le pas 4, la phase 1 n'est pas alimentée et la phase 2 est parcourue par un courant dans le sens de "4" vers "3".

La commutation pas 1 $\rightarrow$ pas 2 $\rightarrow$ pas 3 $\rightarrow$ pas 4 correspond au sens de rotation horaire. Inversement, la commutation pas 4 $\rightarrow$ pas 3 $\rightarrow$ pas 2 $\rightarrow$ pas 1 correspond au sens de rotation antihoraire.

Il est utile de noter que la commutation se fait sur les fronts descendants des impulsions d'horloge H .

II.7 - CIRCUIT DE COMPENSATION

Pour obtenir du moteur pas à pas un couple maximal avec une puissance moyenne absorbée donnée, le courant dans chaque phase doit atteindre sa valeur maximale immédiatement après la commutation.

Or le courant I dans une self L ne s'établit pas instantanément : il croît selon une loi exponentielle avec la constante de temps L/R , R étant la résistance totale du circuit.

Si on augmente la résistance R, on diminue la constante de temps L/R et le courant atteint sa valeur maximale plus rapidement.

Pour ce faire, dans un premier temps, on ajoute en série avec chaque enroulement statorique, une résistance supérieure à celle de la phase. Sachant que la tension d'alimentation dont on dispose est de 28 V, que les transistors exigent pour la saturation un V_{CE} d'environ 0,4 V, et que la tension nominale de chaque enroulement est de 5 V, la chute de tension que l'on peut consentir est :

$$V_s = 28 - 2 \times 0,4 - 2 \times 5 = 17,2 \text{ V}$$

Le courant nominal étant de 1,9 A, la résistance supplémentaire vaut :

$$R_s = \frac{17,2}{1,9} = 9 \Omega$$

Dans ce cas 4 résistances de 2,2 Ω 15 W pourront convenir.

Dans un second temps, on peut compléter le circuit de compensation en ajoutant un condensateur en parallèle sur chaque phase. Le rôle de ce condensateur est de limiter l'amplitude et la fréquence des oscillations, prenant naissance après chaque commutation. Puisque les courants peuvent s'inverser dans chaque phase, il n'est pas question de mettre aux bornes des enroulements, des condensateurs électrolytiques. Seuls des condensateurs non polarisés peuvent être utilisés. Il est très difficile d'en trouver de forte capacité. Notre choix s'est porté sur des condensateurs dits "de démarrage" de 250 μF .

L'alimentation d'une phase de moteur pas à pas répond alors au schéma de la figure II.15.

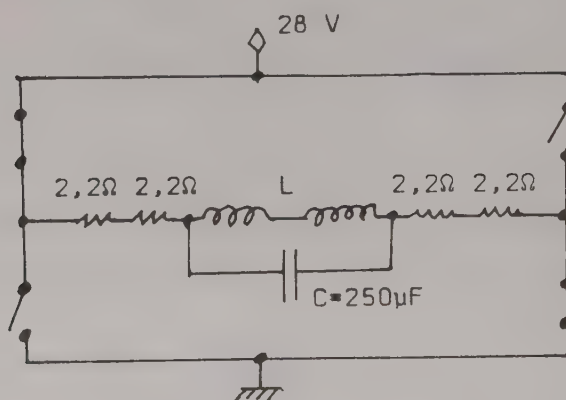


FIG. II.15

Il faut noter que les transistors sont représentés par des interrupteurs. La mise en série de résistances avec la self conduit à une perte de puissance utile de près de 65 %, dissipée par effet Joule.

Chapitre III

DESCRIPTION MECANIQUE DU SYSTEME REALISE

Ce chapitre décrit le système : cuve, modèle rhéoélectrique, ensemble mobile, porte-sondes, table d'enregistrement, tel qu'il a été réalisé sous mes directives à l'atelier de mécanique de l'E.N.S.E.M.

Le système a été élaboré à partir d'éléments de la cuve rhéographique mise à ma disposition par Monsieur GUDEFIN, professeur à l'E.N.S.E.M., et qui est décrite dans les références (7) à (16).

III.1 - LA CUVE RHEOGRAPHIQUE

De la cuve préexistante, seul le châssis a été conservé, le bac à électrolyte n'a pas subi de transformations importantes. De dimensions intérieures 1250 x 720 x 125 mm, il est en bois bakélisé de 20 mm d'épaisseur. L'isolement interne est assuré par un revêtement constitué par un mélange de 60 % de cire d'abeille et 40 % de résine.

L'électrolyte est de l'eau ordinaire, dont la résistivité varie avec la température. Pour obtenir une bonne stabilisation thermique, l'eau est renouvelée en permanence par un système très simple de circulation. L'eau fraîche arrive par des orifices ménagés dans le fond de la cuve aux quatre coins. Elle s'écoule par quatre

trop-pleins sur chaque côté de la cuve. A un débit constant correspond une hauteur d'eau constante dans la cuve, et une température constante au bout de quelques heures de circulation. Devant chaque ouverture, une grille très fine permet d'éviter les remous, en ralentissant et en dispersant les filets d'eau plus rapides. Des joints toriques assurent l'étanchéité des passages en laiton sur lesquels viennent se brancher les tuyaux amenant ou récupérant l'électrolyte.

L'ensemble était initialement supporté par un cadre rigide en cornières d'acier recevant la table traçante et les moteurs de commande. Au cours des premiers essais, nous avons constaté que sous l'effet de la réaction du bâti au couple de démarrage des moteurs, de faibles vibrations perturbatrices étaient transmises au liquide. Afin de remédier à cet inconvénient, le bac repose désormais sur deux cornières métalliques de 80 mm s'appuyant en leurs extrémités sur de solides vérins. Ainsi le bac est bien désolidarisé du châssis, et il est toujours possible de régler l'horizontalité du fond par l'intermédiaire des vérins fixés au sol.

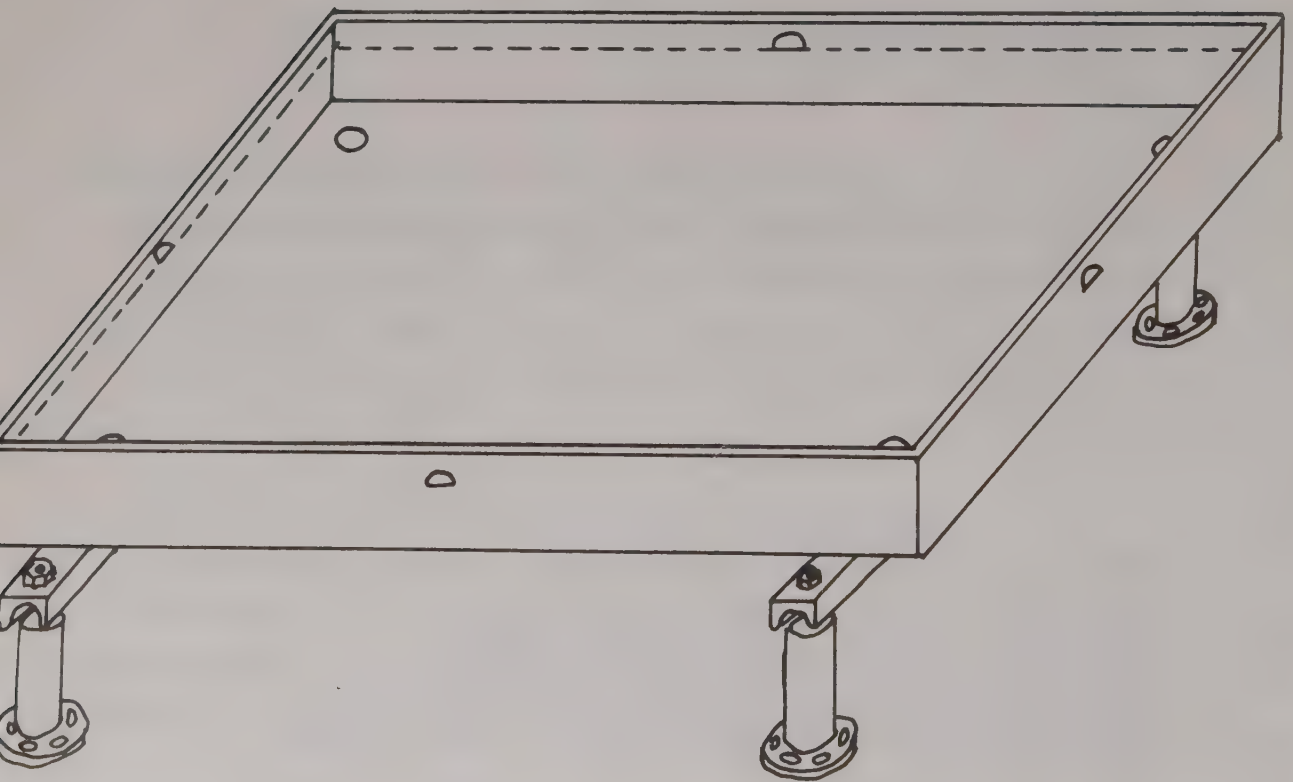


FIG. III.1

La figure III.1 montre une perspective schématique du bac, de sa suspension et des orifices pour la circulation de l'eau.

III.2 - REALISATION DU MODELE

Le modèle se compose de deux électrodes baignant dans l'électrolyte,

Une électrode périphérique est constituée par l'assemblage de 4 bandes de circuit imprimé (quelques microns de cuivre électrolytique sur résine époxy) soudées entre elles, côté conducteur, au moyen de quatre petites languettes de cuivre.

L'ensemble forme un cadre rectangulaire déformable de dimensions 1000 x 600 mm, dont les faces intérieures sont conductrices et qui limite le domaine ($\mathcal{D}$) propre à l'analogie rhéoelectrique. Pour permettre à l'eau de s'écouler normalement de part et d'autre de cette frontière, des pieds ont été ménagés dans les bandes de circuit imprimé, comme le représente la figure III.2.

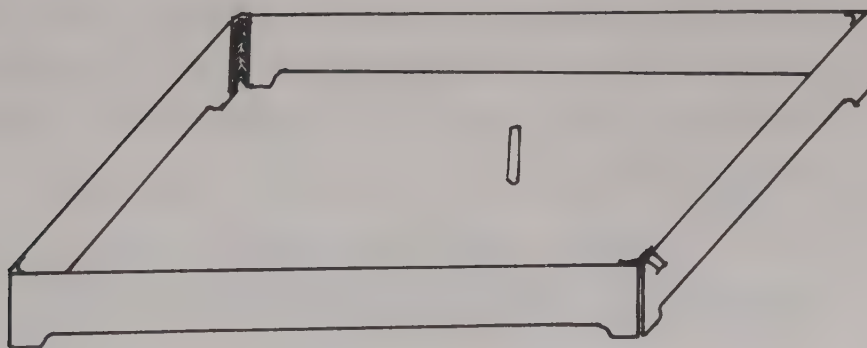


FIG. III.2

Une seconde électrode servant de référence de potentiel, est placée à l'intérieur du cadre précédent en position excentrée.

Il s'agit d'une tige de cuivre recouverte de peinture à l'argent qui traverse la cuve ; l'étanchéité du passage est assurée par une coulée d'araldite.

Le niveau de l'eau est situé à 2 mm au dessus du modèle, haut de 10 cm, afin de permettre le déplacement des sondes en toute sécurité. En effet celles-ci affleurent la surface et plongent au maximum de 1 mm dans l'électrolyte.

III.3 - DESCRIPTION DE L'ENSEMBLE MOBILE

L'ensemble mobile permet à la sonde centrale d'atteindre n'importe quel point à l'intérieur d'un rectangle de 1200 sur 600 mm, par déplacements discrets suivant les directions x et y . Les performances du système dépendent essentiellement de la précision mécanique de cet ensemble mobile, de l'absence de jeu, du minimum de frottement et d'inertie. Un soin tout particulier a donc été apporté à la conception et à la réalisation de cette partie capitale.

La solution classique du pont roulant se déplaçant sur crémaillères a été rejetée à cause de la précision désirée, et de la masse considérable à embarquer sur le pont (ceci aurait nécessité des moteurs pas à pas encore plus puissants). Deux possibilités de transmission s'offrent alors : la transmission par chaînes et la transmission par câbles.

Par rapport à la chaîne, le câble présente l'avantage d'une facilité de renvois par poulies, d'un très faible encombrement et de la possibilité de s'enrouler sur des diamètres suffisamment petits pour obtenir de très faibles pas linéaires. Mais un câble n'est jamais parfaitement rigide, du fait de son élasticité. Si la masse à entraîner est importante, la tension du câble varie au cours du déplacement, ce qui peut conduire à des résultats rédhibitoires sur de grandes dimensions. Une chaîne bien tendue est parfaitement rigide et peut transmettre les déplacements avec précision. Toutefois le diamètre des pignons est limité par un nombre de dents minimal, nécessaire pour que "l'effet polygonal" de la chaîne ne se fasse pas trop

sentir. De plus le frottement des rouleaux sur les dents n'est pas négligeable.

Ces quelques considérations justifieront le mode d'entraînement choisi pour l'ensemble mobile qui répond au schéma de principe de la figure III.3.

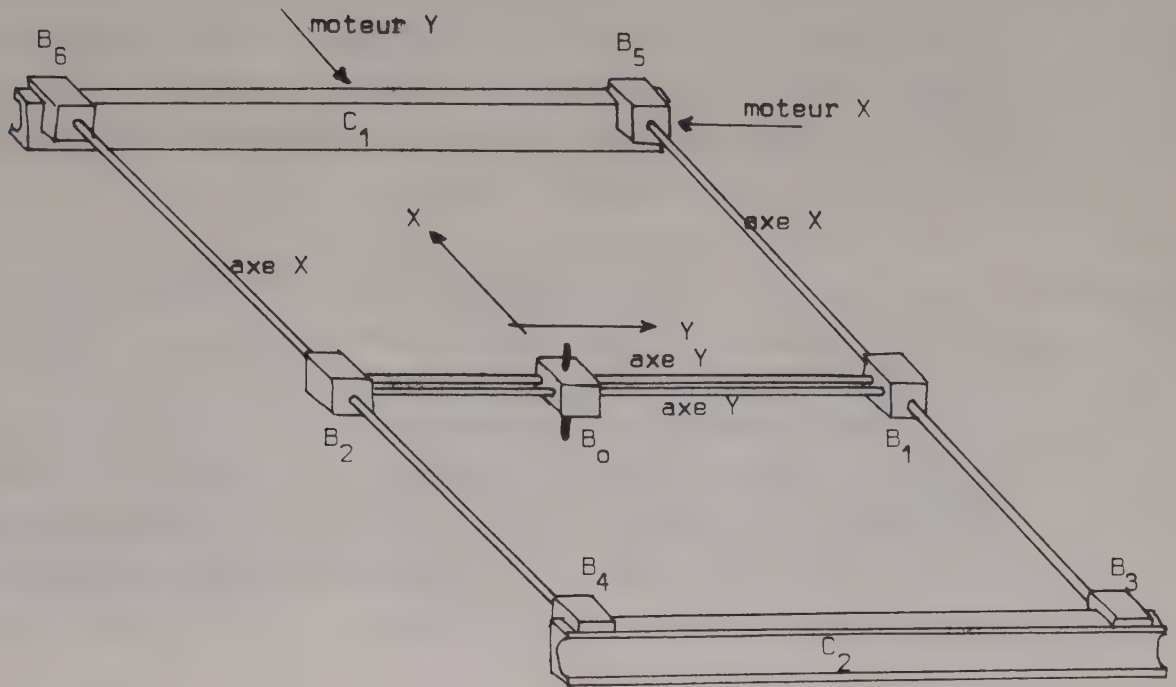


FIG. III.3

Deux axes cylindriques s'emboitant dans deux "porte-barres" B_1 et B_2 pour assurer leur parallélisme rigoureux permettent les déplacements du "porte-sonde marqueur" B_0 suivant la direction Y.

Les "porte-barres" B_1 et B_2 coulissent le long de deux autres axes de direction X, qui s'appuient sur deux cornières C_1 et C_2 par l'intermédiaire de quatre "bouts de barre" B_3 , B_4 , B_5 et B_6 .

Les diverses pièces mobiles glissent sur les axes par l'intermédiaire de roulements à billes spéciaux.

Afin d'alléger les parties mobiles, les moteurs X et Y sont placés sur le bâti de la cuve indépendamment de ce cadre.

Le choix des axes résulte d'un compromis entre la rigidité de l'ensemble et le poids le plus faible. Ils ne doivent pas fléchir sur les grandes distances mises en jeu. Les axes X sont en acier cémentés et trempés, rectifiés Centerless, de qualité III longs de 1400 mm et de diamètre 25 mm. Les axes Y sont aussi en acier mais uniquement trempés, rectifiés entre-pointes et rodés, de qualité I longs de 800 mm et diamètre 20 mm. Les tolérances sont de l'ordre du centième de mm et la flèche maximum ne dépasse pas 0,02 mm.

Les roulements choisis sont des roulements axiaux SFERAX conçus uniquement pour les mouvements de translation. Le roulement à bille SFERAX ne peut être utilisé pour des mouvements de rotation. Il comprend 6 portées de billes dont les chemins de contact sont rectifiés et rodés pour toutes les qualités. Ces chemins se referment à l'intérieur de la douille si bien que les billes défilent en permanence dans le sens longitudinal. Le frottement résultant en translation est quasiment nul. La figure III.4 qui montre un tel roulement éclaté, provient de la documentation SFERAX.

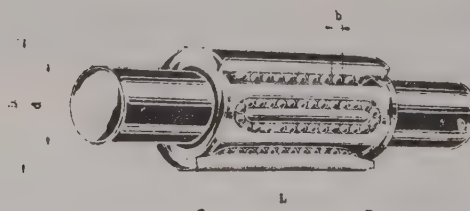


FIG. III.4

Chaque X reçoit deux roulements appairés de référence 2540, caractérisés par 48 billes toujours en contact et une capacité de charge statique de 187 kg. Chaque axe Y reçoit deux roulements appairés de

référence 2032, caractérisés par 42 billes toujours en contact et une capacité de charge statique égale à 124 kg.

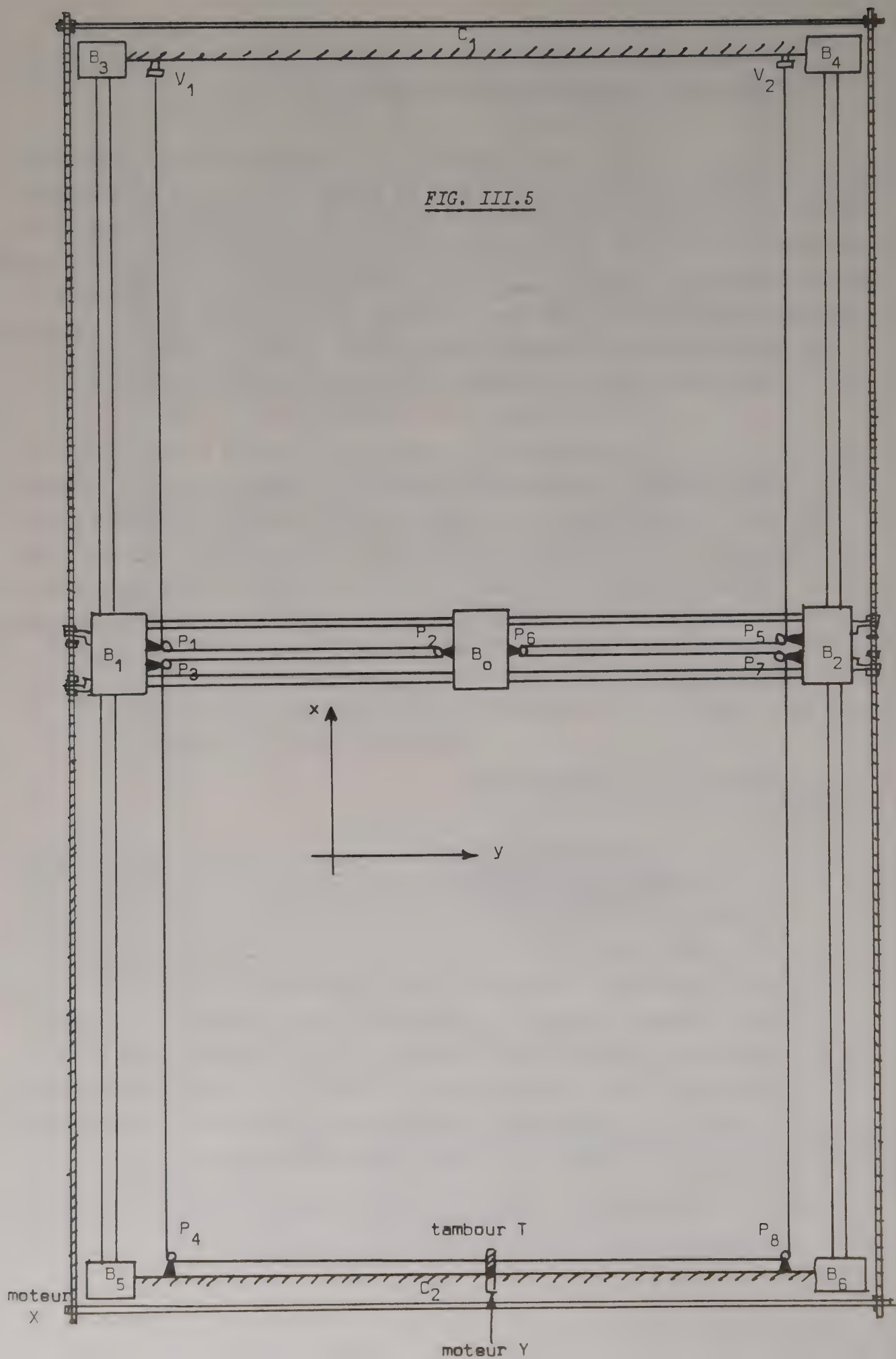
Pour que le système ne se bloque pas au cours d'un déplacement, le parallélisme des axes de guidage doit être le plus parfait possible. Les éléments B_3 , B_4 , B_5 et B_6 ont été séparés du même bloc de "Dural" AU 4 G après que le logement des axes X ait été fait par un seul outil dans une même passe de machine. Les surfaces de contact avec les cornières C_1 et C_2 ont été rectifiées et glacées pour obtenir une assise aussi propre que possible. Le passage des axes Y dans les parties B_0 , B_1 et B_2 a été usiné de la même façon dans un seul bloc de "Dural".

Malgré toutes les précautions prises à l'atelier, le cadre ainsi réalisé est un parallélogramme et non rigoureusement un rectangle. Mais ceci ne diminue en rien les qualités du montage. L'absence de frottement est telle qu'il suffit d'incliner le cadre de 1° pour que l'ensemble mobile B_0 , B_1 , B_2 se déplace sous l'effet de son propre poids. De ce point de vue, le système touche à la perfection. Cependant les essais expérimentaux (chapitre VI) montrent qu'il peut en résulter quelques inconvénients !

III.4 - REALISATION DES DEPLACEMENTS

Les déplacements du porte-sondes B_0 s'effectuent par bonds successifs : le "pas angulaire" des moteurs pas à pas de commande est transformé en "pas linéaire". La translation résultant de la rotation des moteurs dans un sens ou dans l'autre est obtenue par l'enroulement ou le déroulement d'un cable ou d'une chaîne sur un axe dit "de commande" lié au moteur. Pour que le centrage des axes de commande et du moteur ne soit pas critique, leur liaison se fait par cardans. Alors que les moteurs sont fixés rigidement sur le châssis de la cuve rhéographique, le cadre de l'ensemble mobile repose sur ce châssis par l'intermédiaire de quatre vis permettant de régler son horizontalité.

La figure III.5 donne une vue schématique de la transmission, ainsi que la nomenclature des différents éléments.



La commande de déplacement suivant la direction X utilise deux chaînes BRAMPTON et RENOLD à rouleaux de pas de 6,35 mm, montées sur pignons à 12 dents, de diamètres primitifs $\phi = 20$ mm. Le moteur pas à pas ayant un "pas angulaire" de $\frac{360}{200} = 1,8^\circ$, il lui correspond un "pas linéaire" de $\frac{\pi \times 20}{200} = 0,314$ mm. Puisque le déplacement X s'effectue par bonds successifs de 0,314 mm, la distance maximale à parcourir dans le sens de la longueur étant de 1.200 mm, le nombre de pas nécessaires pour parcourir la cuve dans ce sens est donc de $\frac{1.200}{0,314} \approx 3.820$. La précision relative d'un pas suivant X est ainsi de $\frac{1}{3.820} \approx 2,6 \times 10^{-4}$.

Le choix de la chaîne prévaut sur celui du cable dans ce cas car la masse et l'inertie de l'ensemble mobile : B_0 , B_1 , B_2 et les deux axes Y sont importantes. La rigidité du système de transmission est essentielle, car la nécessité de fidélité des déplacements l'emporte ici sur la précision. Un essai avec des cables, initialement prévu, n'a pas été concluant : l'élasticité jouant, la tension de ces cables variait suivant la position et la reproduction n'était pas fiable.

Au montage les deux chaînes sont ouvertes, enroulées sur les pignons et sont tendues à la partie supérieure au moyen de deux vis de réglage à leurs points d'attache respectifs sur les porte-barres B_1 et B_2 comme l'indique la figure III.6.

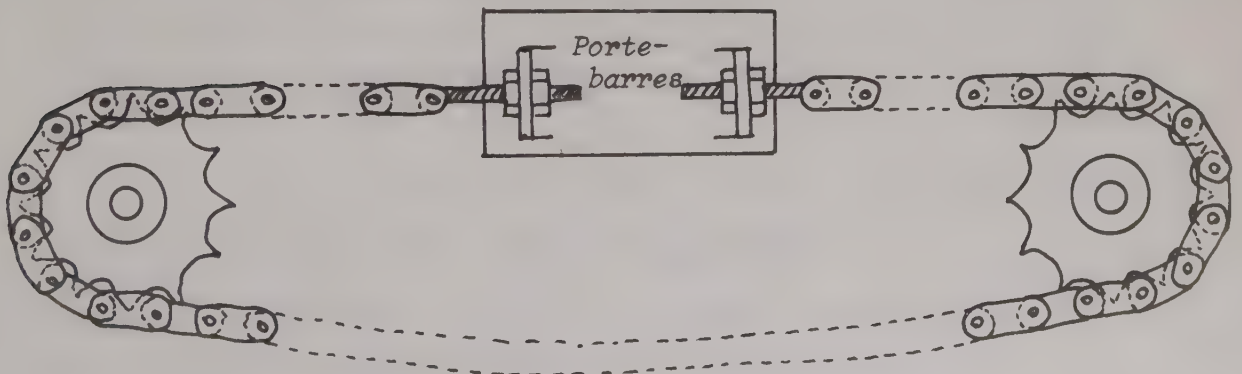


FIG. III.6

La tension de chaque chaîne résulte d'un compromis entre l'horizontalité de la partie supérieure, les rouleaux devant s'engager à fond dans les gorges des pignons, et le frottement qui en résulte. La flèche de la partie inférieure n'est pas gênante.

La commande de déplacement suivant la direction Y nécessite deux câbles en acier, tressés 3 brins du type LAYSTRATE de diamètre moyen $\phi = 0,4$ mm. Le premier est fixé à une extrémité sur la cornière C par l'intermédiaire d'une vis V_1 de réglage de la tension. Il passe par les poulies P_1, P_2, P_3, P_4 et vient s'enrouler de la gauche vers la droite sur le tambour T solidaire de l'axe de commande du moteur Y, ce qui correspond au mouvement de B_0 vers B_1 . Chaque poulie est montée sur un roulement à billes très petit de diamètre intérieur $\phi = 3$ mm afin de diminuer les frottements. L'autre extrémité de ce câble est fixée par vis sur la droite du tambour. Le second câble part de V_2 , passe par P_5, P_6, P_7, P_8 et s'enroule de la droite vers la gauche sur T : mouvement de B_0 vers B_2 . La figure III.7 représente le principe de l'enroulement de ces câbles sur T.

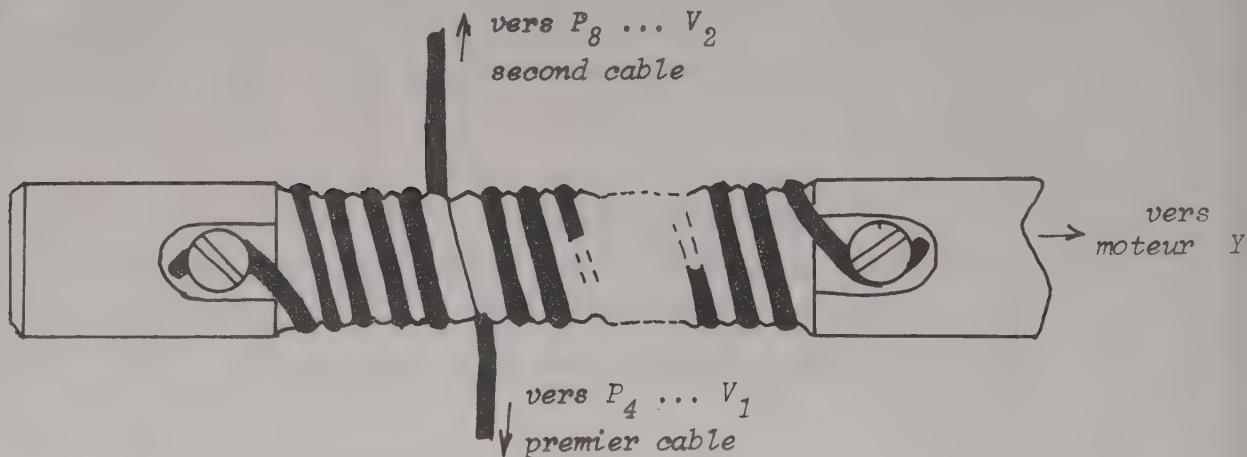


FIG. III.7

Le tambour est fileté sur 60 tours avec un pas de 0,5 mm sur l'axe de commande Y de diamètre $\phi = 10$ mm. Les premiers filets correspondent à des tours morts permettant aux câbles de bien s'engager

dans le filetage de forme triangulaire. Chaque tour de câble sur un rayon moyen de 4,5 mm conduit à l'enroulement de $2 \pi \times 4,5 \approx 28$ mm de filin. Au "pas angulaire" de $1,8^\circ$ du moteur, correspond un pas linéaire de $\frac{2 \pi \times 4,5}{200} = 0,14$ mm. Du fait du redoublement des câbles entre les poulies P_1, P_2, P_3 d'un côté et P_5, P_6, P_7 de l'autre côté, le déplacement suivant Y à la rotation de chaque pas du moteur n'est égal qu'à un demi pas linéaire, à savoir donc 0,07 mm. La distance maximale à parcourir dans cette direction étant de 570 mm, le nombre de pas nécessaires pour décrire toute la largeur de la cuve est de $\frac{570}{0,07} = 8.140$. La précision relative d'un pas suivant Y est ainsi de $\frac{1}{8.140} \approx 1,2 \times 10^{-4}$.

Du point de vue de la précision, l'avantage des câbles se fait nettement ressentir. Mais leur emploi ne peut se faire que suivant Y, la masse à déplacer -celle du porte-sondes B_0 uniquement- étant très faible ; l'élasticité des câbles et la variation de leur tension en fonction de la position sont négligeables et conduisent à des résultats répétés satisfaisants.

III.5 - DESCRIPTION DU PORTE-SONDES MARQUEUR

L'élément B_0 de l'ensemble mobile décrit au paragraphe III.3 supporte outre les deux poulies P_2 et P_6 assurant le déplacement Y, les sondes pour la mesure des potentiels, la tête du dispositif de marquage, deux interrupteurs de fin de course, un connecteur pour l'arrivée et le départ des fils électriques, et le point d'attache du bras articulé conduisant à la cablerie.

Les figures III.8 et III.9 donnent respectivement les vues de face et de profil de ce porte-sondes marqueur.

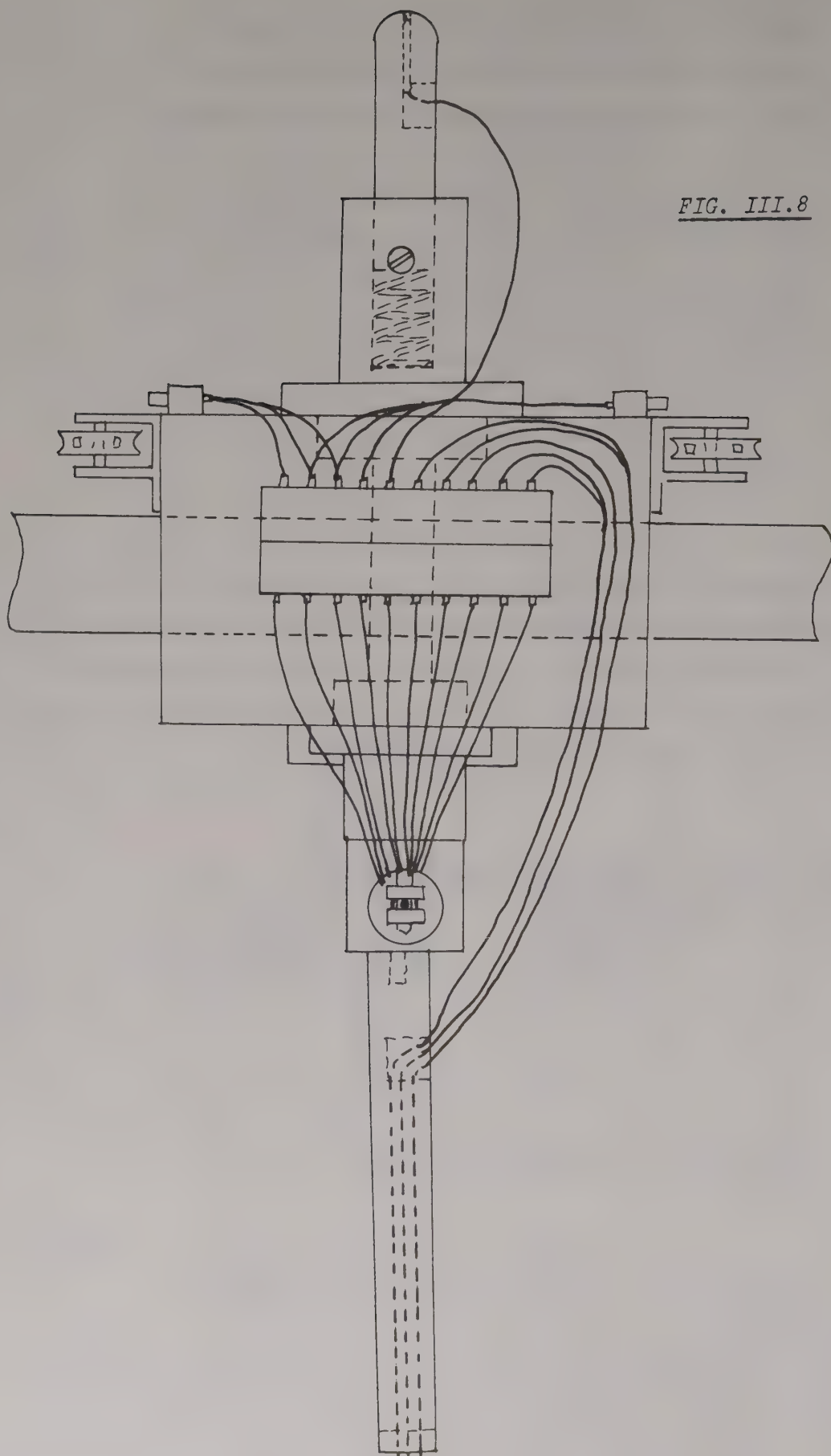
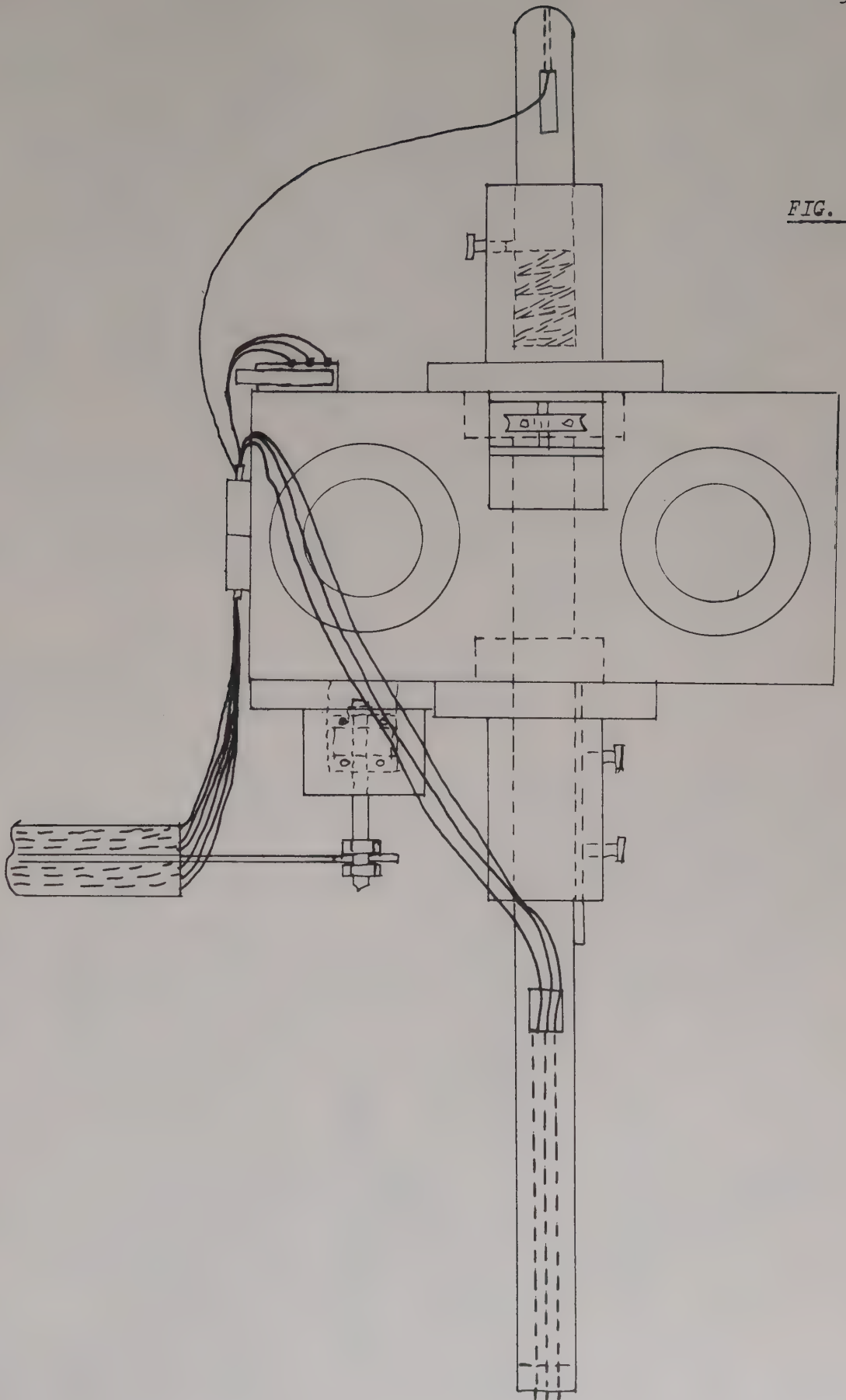


FIG. III.8

FIG. III.9



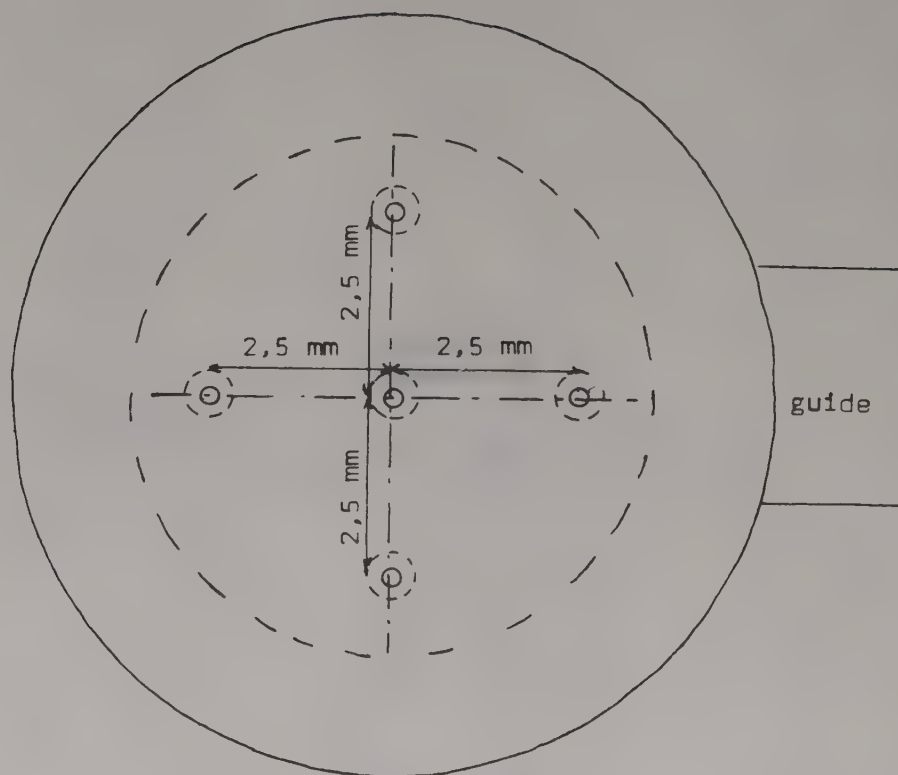
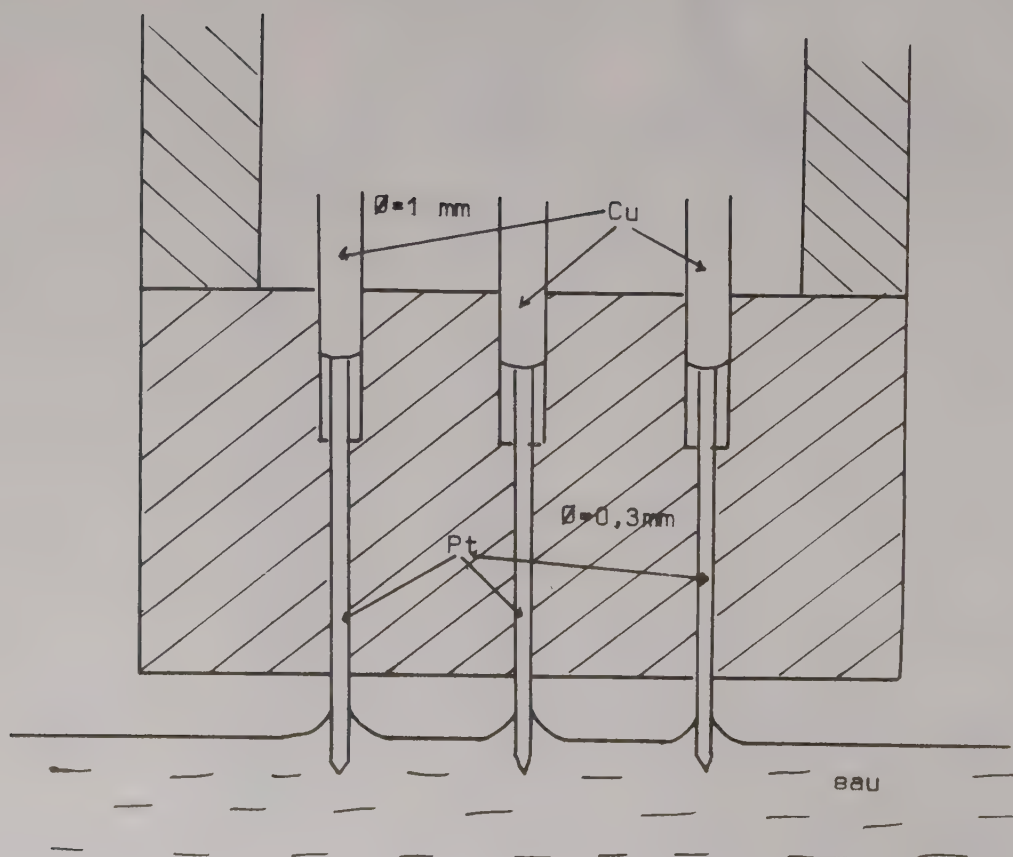


FIG. III.10



La tête de lecture des potentiels est un cylindre en plexiglass de diamètre $\varnothing = 10$ mm, haut de 5 mm, traversé par cinq sondes en platine longues de 5 mm et de 0,3 mm de diamètre. Ces sondes dépassent du plexiglass de 2 mm, pour plonger dans l'eau. Elles sont équidistantes de 2,5 mm de la sonde centrale. On ne peut les rapprocher davantage car le phénomène de capillarité de l'eau viendrait alors modifier la hauteur d'électrolyte sous la tête. Des fils de cuivre soudés aux sondes sont reliés au connecteur à travers un manchon cylindrique en plexiglass dans lequel on a coulé de l'araldite. L'ensemble est guidé pour satisfaire à l'alignement des sondes dans les directions x et y, et peut coulisser afin de régler la hauteur des sondes.

Le dispositif de marquage utilise un manchon cylindrique en plexiglass. Dans la tête sphérique, une pointe en tungstène très effilée est logée et affleure à peine. Un ressort plaque cette tête contre la table d'enregistrement que nous allons décrire maintenant.

III.6 - DESCRIPTION DE LA TABLE D'ENREGISTREMENT

Le relevé des potentiels devant se faire à la surface de l'électrolyte, le porte-sondes doit se déplacer dans un plan horizontal au dessus du bac. L'enregistrement des déplacements pourrait se faire à plat sur une planche à dessin ayant les dimensions du bac et située à l'extérieur du chassis de la cuve, à condition de reproduire les positions soit en utilisant le pantographe : figure III.11 a, soit par coordonnées polaires au moyen d'une vis sans fin pivotant autour d'un axe vertical O : figure III.11 b.

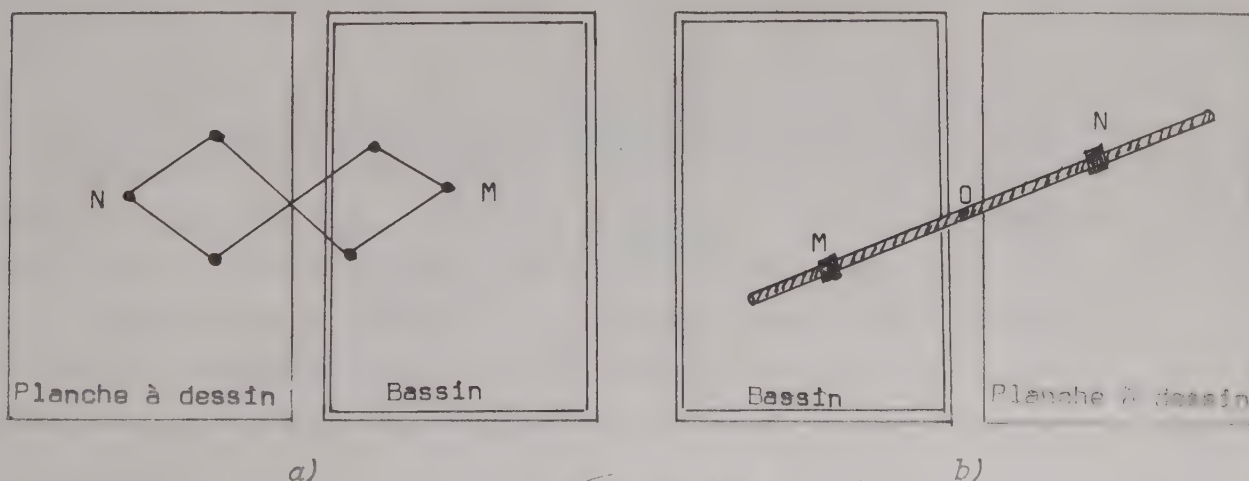


FIG. III.11

Ces possibilités ont été rejetées pour des raisons d'encombrement, du poids supplémentaire des articulations à supporter par l'ensemble mobile, et de fidélité du report des coordonnées.

La table d'enregistrement conçue, se trouve au-dessus de l'ensemble mobile et la pointe de marquage soigneusement alignée sur la sonde centrale vient inscrire la position par dessous cette table. Le problème majeur consiste alors à maintenir une feuille de papier sous le plan d'enregistrement. La solution consiste à plaquer électrostatiquement un papier conducteur sur une armature métallique portée à un potentiel élevé.

La table en question est constituée par un cadre métallique en cornières de 35 mm, fixé sur la partie supérieure du bâti de la cuve et dont on peut régler l'horizontalité par quatre vis et écrous. Une plaque rectangulaire de 890 x 1530 mm, en altuglass transparent de 10 mm d'épaisseur, repose à l'intérieur de ce cadre. Sous cette plaque sont collées une feuille de papier rectangulaire de 700 x 1300 mm et deux bandes de 700 x 25 mm, en aluminium de 0,5 mm d'épaisseur.

Des passages électriques traversent l'altuglass et permettent d'imposer un potentiel de 400 à 600 V sur la feuille centrale, et le potentiel de référence de 0 V sur les bandes latérales, comme le montre la figure III.12.

Le papier utilisé est un papier conducteur à inscription électrique fourni par la Société SEFRAM, de référence 8 V 040 et large de 40 mm. Ce papier n'est conducteur que sur une seule face, l'autre carbonée est relativement isolante. Pour couvrir tout le plan d'enregistrement, deux bandes de 1,50 m sont nécessaires. La papier replié à ses extrémités est serré côté conducteur, entre deux mâchoires dont l'une est représentée sur la figure III.13, de sorte qu'il soit porté au potentiel de 0 V. Si la feuille centrale d'aluminium est portée à un potentiel de 500 V, l'ensemble aluminium et papier conducteur peut être assimilé à un condensateur dont les armatures s'attirent sous l'effet d'un champ électrostatique. Le papier étant très mince, il peut se produire par endroits des claquages. Le remède à cet inconvénient consiste à insérer entre le papier et l'aluminium, une feuille

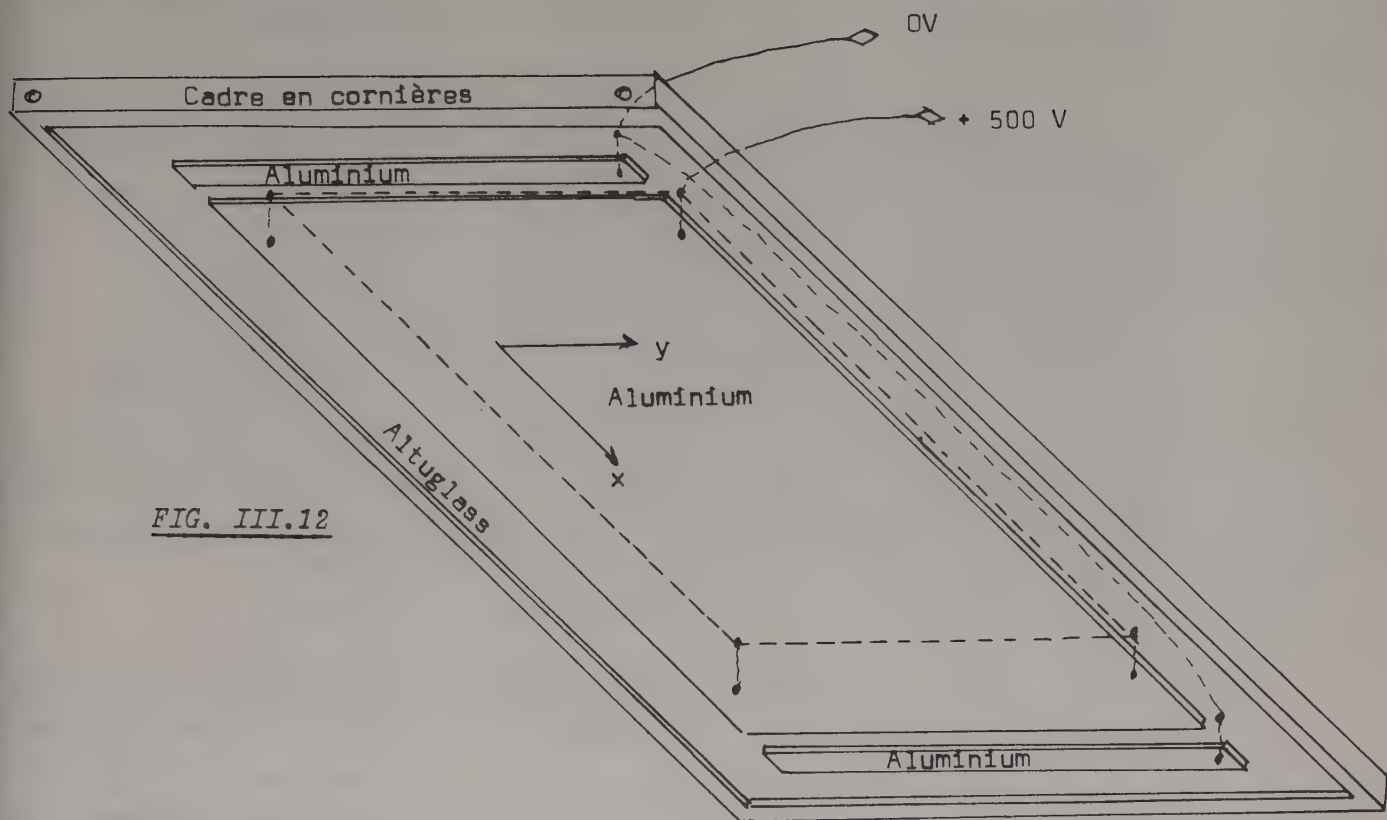


FIG. III.12

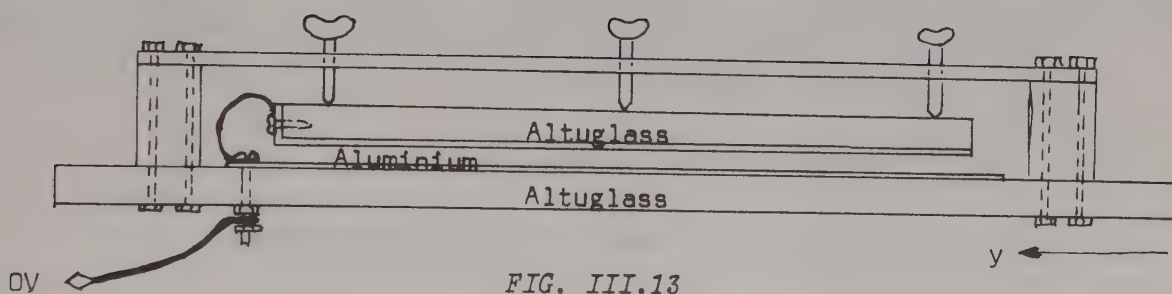


FIG. III.13

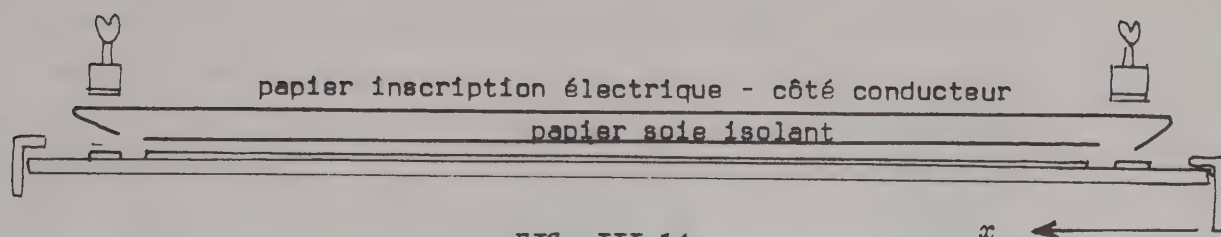


FIG. III.14

très fine, isolante, de papier de soie, comme le montre la figure III.14.

Non seulement il est possible de faire tenir le papier par dessous le plan d'enregistrement, mais encore cette technique permet l'inscription d'une trace pour repérer la position du porte-sondes. En effet si l'on applique pendant un temps très court (15 à 20 ms) une tension positive sur la pointe en tungstène du marqueur, en contact avec le papier, une étincelle jaillit qui sensibilise le papier à cet endroit. Suivant la tension appliquée, la trace peut être plus ou moins importante. Avec 20 V la trace est juste visible ; avec 100 V elle peut atteindre la dimension du mm. Pratiquement, une tension de 50 V environ suffit à laisser un point très net de quelques dixièmes de mm.

Les inconvénients d'un tel papier résultent de son prix assez élevé et de sa sensibilité à la lumière : il se noircit au bout d'un mois d'exposition à la lumière du jour. Cependant, à condition d'appliquer une tension d'au moins 100 V sur la pointe de marquage, l'étincelle résultante peut carboniser le papier et laisser une trace sur le papier de soie intercalaire. Ce papier peut alors être récupéré pour conserver les lignes enregistrées et la feuille de papier à inscription électrique utilisée à nouveau, ce qui diminue le coût d'un tracé.

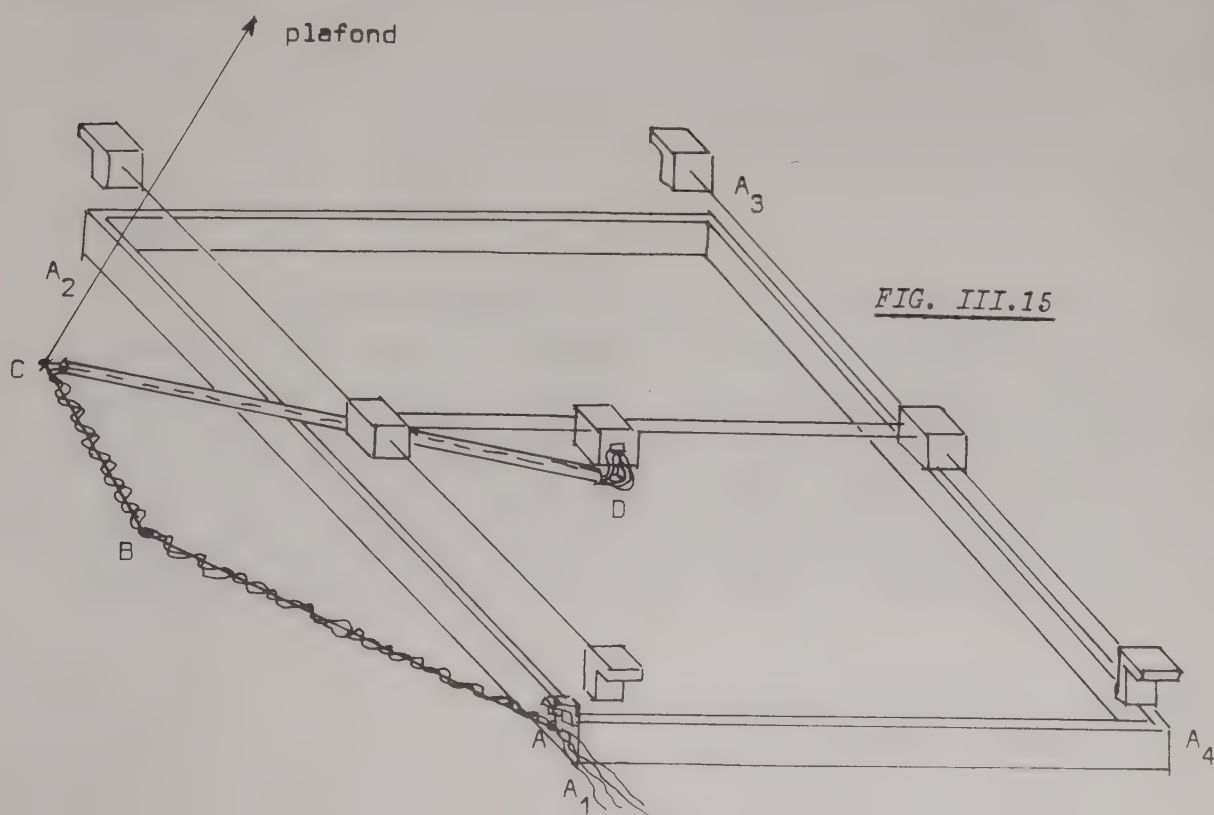
III.7 - BRAS ARTICULE POUR LA SORTIE DES FILS ELECTRIQUES

Le porte-sondes pouvant balayer toute la surface de la cuve, la longueur minimale des fils électriques amenés sur le porte-sondes B_0 à partir d'un angle de bâti (A_1 par exemple) fig. III.15, doit être égale à la diagonale A_1A_3 du rectangle balayé. Lorsque la partie B_0 se rapproche de l'angle A_1 , la distance diminuant, il ne faut pas que les fils électriques pendent dans l'électrolyte. L'idéal serait d'utiliser un tambour de rappel sur lequel viendraient s'enrouler les longueurs inutiles de cables électriques. Ceci risque d'introduire une tension supplémentaire sur B_0 pouvant gêner ses déplacements.

La solution adoptée consiste à faire cheminer ces fils sur un bras articulé A, B, C, D tel que celui dessiné sur la figure III.15. La longueur $AB + BC$ est supérieure à la longueur CD de sorte que l'angle $(\vec{AB}, \vec{BC})$ reste toujours inférieur à 180° . Les points d'attache A et D sont montés sur roulements à billes si bien qu'aucun effort nuisible de réaction n'est appliqué au porte-sondes. Le point C articulé est suspendu au plafond de la pièce (haut de 3 m environ) par une corde en nylon assez solide et non élastique, de façon à maintenir la cote du point C la plus constante possible. Il a fallu plusieurs essais pour ajuster les longueurs des bras et la position de fixation au plafond, de sorte que le côté CD passe entre le plan de la cuve et le plan de l'ensemble mobile distants de 5 cm, sans toucher à l'un ni à l'autre et ce quelle que soit la position de B_0 sur la cuve. Le trajet le plus défavorable pour obtenir un tel résultat est celui décrit par B_0 entre les angles A_3 et A_4 de la cuve. En particulier il faut s'arranger pour que l'articulation C soit toujours à l'extérieur de la cuve même lorsque B_0 atteint l'angle A_4 .

Pour éviter que le bras CD long d'environ 1,50 m ne fléchisse sous le poids réparti des fils électriques, ces derniers et la tringle initiale ont été passés à l'intérieur d'un tube de verre de diamètre extérieur $\varnothing = 25$ mm. Un tel profil (rond évidé) ne se déforme que très peu sous l'effet d'un moment fléchissant.

Les résultats obtenus avec ce système articulé sont très satisfaisants.



DESCRIPTION DE L'INTERFACE ELECTRONIQUE DU SYSTEME

Ce chapitre décrit tout l'ensemble électronique du système, mis au point pour coupler efficacement l'ordinateur et la cuve rhéographique et assurer une partie des automatismes séquentiels nécessaires à la commande du processus rhéographique.

Tous les montages réalisés sur circuits imprimés utilisent les composants électroniques discrets actuellement sur le marché, et la technologie de pointe des circuits intégrés logiques et linéaires.

IV.1 - GENERATEUR DE TENSION ALTERNATIVE EN FORME D'ONDES CARREES

En régime permanent, le générateur impose les conditions aux limites du problème rhéoélectrique en portant l'électrode périphérique du modèle à un certain potentiel. L'électrode centrale étant portée au potentiel de référence 0V, il s'établit un courant constant dans l'électrolyte ce qui donne naissance à la distribution des potentiels analogiques sur la cuve.

L'alimentation ne peut se faire en continu à cause des risques d'électrolyse. La fréquence du courant alternatif la plus appropriée est d'environ 425 Hz. Une fréquence plus basse, provoque au bout d'un certain temps des effets nuisibles de polarisation des électrodes. Une fréquence supérieure augmente l'importance des effets parasites des capacités réparties dans l'électrolyte et les circuits extérieurs. D'autre part, à 425 Hz le danger de synchronisation sur

La sortie de l'amplificateur opérationnel attaque les bases des transistors complémentaires T_2 , NPN (2 N 2219) et T_4 , PNP (2 N 2906). Les deux transistors de puissance T_3 et T_5 , NPN (2 N 3055) sont montés sur des plaques de cuivre pour améliorer leur refroidissement. La paire T_2 , T_3 en montage "Darlington" et la paire T_4 , T_5 en montage "Muscleur" ne doivent pas conduire simultanément, ce qui amènerait leur destruction car aucune résistance ne limite leur courant collecteur.

- Pendant l'alternance positive, T_2 et T_3 sont saturés alors que T_4 et T_5 sont bloqués. Le potentiel de sortie est de :
 $+ 5 \text{ V} - V_{\text{CE saturation}} \quad (0,2 \text{ V})$
- Pendant l'alternance négative, T_2 et T_3 sont bloqués et ce sont T_4 et T_5 qui seaturent. Le potentiel de sortie est alors :
 $- 5 \text{ V} + V_{\text{CE saturation}} \quad (0,2 \text{ V})$

L'impédance de sortie d'un tel montage est très faible, inférieure à l'ohm et la puissance fournie atteint facilement 25 W pour chaque polarité. Les fronts montants et descendants de la tension de sortie, en phase avec la tension d'entrée de 425 Hz, ne sont que de l'ordre de la microseconde à cause de la vitesse de commutation limitée de l'amplificateur opérationnel, ce qui est bien suffisant pour la tâche à accomplir.

IV.2 - SYNCHRONISATION DES ENTREES ANALOGIQUES

L'ordinateur I.B.M. 1800 possède 32 entrées analogiques adressables et multiplexées vers un convertisseur analogique numérique. La mesure des six potentiels V_{Max} , V_0 , V_1 , V_2 , V_3 , V_4 respectivement sur l'électrode périphérique et les cinq sondes S_0 , S_1 , S_2 , S_3 , S_4 se fait comme suit :

- 1°) Le calculateur émet un signal "prêt" à partir de la sortie Ready Analog Input. Le passage de 0 à 1 de ce signal indique que la conversion numérique de la première des six tensions analogiques à mesurer peut débuter ; l'entrée analogique correspondante étant connectée au convertisseur.
- 2°) Le front montant d'un signal de synchronisation envoyé sur l'entrée synchro A.I. déclenche la conversion. Celle-ci dure 100 μ s pour le pouvoir de résolution de 14 bits choisi.
- 3°) Le signal "ready" revient à 0 une fois l'opération terminée.
- 4°) Le multiplexeur connecte l'entrée analogique suivante à l'entrée du convertisseur et le signal ready passe de nouveau à 1. Cette opération dure un temps très court, environ 30 μ s.

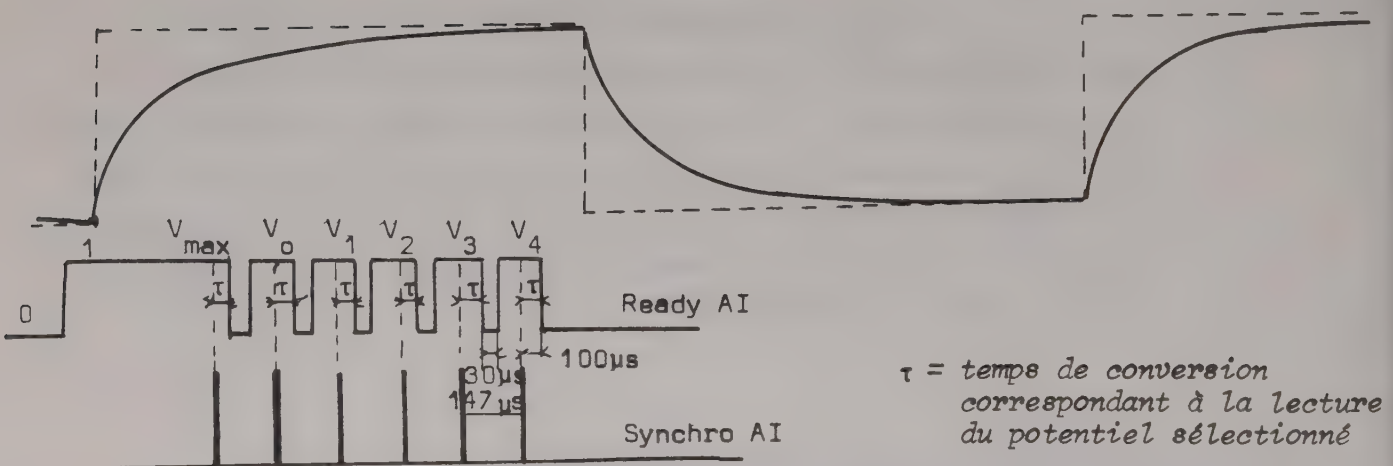


FIG. IV.2

Durant une alternance, 6 impulsions successives de synchronisation permettent la lecture séquentielle des 6 potentiels. Du fait des capacités réparties dans l'électrolyte, la forme des tensions carrées générées est modifiée comme le montre la figure IV.2. La mesure des potentiels effectuée sur une seule alternance ne permet pas de comparer ces potentiels puisque l'amplitude aux différents instants de synchronisation varie notablement. Il faut alors envisager toutes les permutations circulaires des potentiels par rapport à l'ordre d'apparition des impulsions, faire la mesure sur autant d'alternances, sommer les résultats et les moyenner. En fait pour chaque combinaison des potentiels, la même séquence sera lue successivement sur une alternance négative, puis sur une alternance positive.

Dans ce but, les onze premières entrées analogiques sont utilisées comme indiqué dans le tableau suivant :

Numéro de l'entrée	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10
Potentiel	$V_{\max}$	V_0	V_1	V_2	V_3	V_4	$V_{\max}$	V_0	V_1	V_2	V_3

L'adresse de la voie connectée par le multiplexeur étant incrémentée automatiquement après chaque lecture, il est alors possible de lire séquentiellement six voies consécutives correspondant à chaque permutation circulaire, à condition de choisir l'adresse initiale parmi celles des six premières entrées analogiques. Un chaînage de tables approprié permet d'explorer deux fois de suite la même séquence.

Afin de gagner du temps et à condition de prévoir les durées d'exécution de l'ordinateur, on ne détecte que la première montée du signal "prêt" afin de générer une fois pour toutes les $6 \times 12 = 72$ impulsions de synchronisation.

IV.3 - REALISATION DES IMPULSIONS DE SYNCHRONISATION

Du point de vue électronique, il est beaucoup plus facile de diviser la fréquence d'un signal que de la multiplier. Aussi, plutôt que d'obtenir les impulsions de synchronisation de 6,8 KHz à partir de la tension à 425 Hz qui alimente la cuve, il est préférable de générer des impulsions de fréquence plus élevée et d'élaborer ensuite, par divisions successives, le signal de fréquence la plus basse.

Le circuit électronique réalisé à cet effet est schématisé sur la figure IV.3.

Les impulsions d'horloge H qui servent de référence de fréquence à 13,6 KHz sont délivrées par un multivibrateur obtenu au moyen d'une porte NAND, TRIGGER de SCHMITT d'un circuit intégré 7413, montée avec un condensateur de capacité 0,22 F et une résistance de 330 Ω en contre réaction. H attaque deux compteurs binaires 4 - bits intégrés du type 7493, montés en série et dont les sorties dénommées A, B, C, D, E, F correspondent à des signaux carrés de fréquence $\frac{13,6}{2^n}$ KHz avec respectivement $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6$. En particulier E à la fréquence de 425 Hz, pilote le générateur alimentant la cuve qui a été décrit au paragraphe IV.1.

Les impulsions de synchronisation proviennent de A à la fréquence de 6,8 KHz = 16 fois 425 Hz. Chaque alternance de E contient donc 8 périodes de A. Il suffit de 6 impulsions de synchronisation pour la lecture des potentiels sur une alternance de E. Etant donné que la distorsion des tensions prélevées dans l'électrolyte est la plus grande au début de chaque alternance de E (cf. figure IV.2), il est préférable de conserver les six dernières périodes de A.

La fonction logique $A + \overline{(C+D)}$ réalise la suppression des deux premières impulsions de A. La fonction logique $S_0 = \overline{A} \cdot (C+D) \cdot F$

correspond à deux séries de 6 impulsions de A lorsque $F = 1$, autrement dit pendant une période sur deux de E. Le chronogramme de la figure IV.4 illustre les différents signaux ainsi élaborés.

Il faut noter toutefois que des aléas de commutation donnent naissance à une septième impulsion parasite dans l'élaboration du signal $A + \overline{(C+D)}$. Ils résultent du temps de commutation non nul des différents circuits intégrés : le front descendant du signal $C + D$ n'est pas simultané au front descendant du signal A. Les parasites d'environ 50 ns sont éliminés par deux filtres passe-bas du premier ordre successifs.

Dès lors le problème consiste, une fois détecté le passage de 0 à 1 du signal "prêt", à ne laisser passer que 6 doubles séries de 6 impulsions, telles que S_0 . Ceci est obtenu en attendant la coïncidence du signal "prêt" et du signal F, puis en comptant 6 périodes de F. Cette dernière opération est confiée à un circuit intégré compteur décompteur 4 - bits du type 74193.

Un tel circuit intégré est schématisé sur la figure IV.5 :

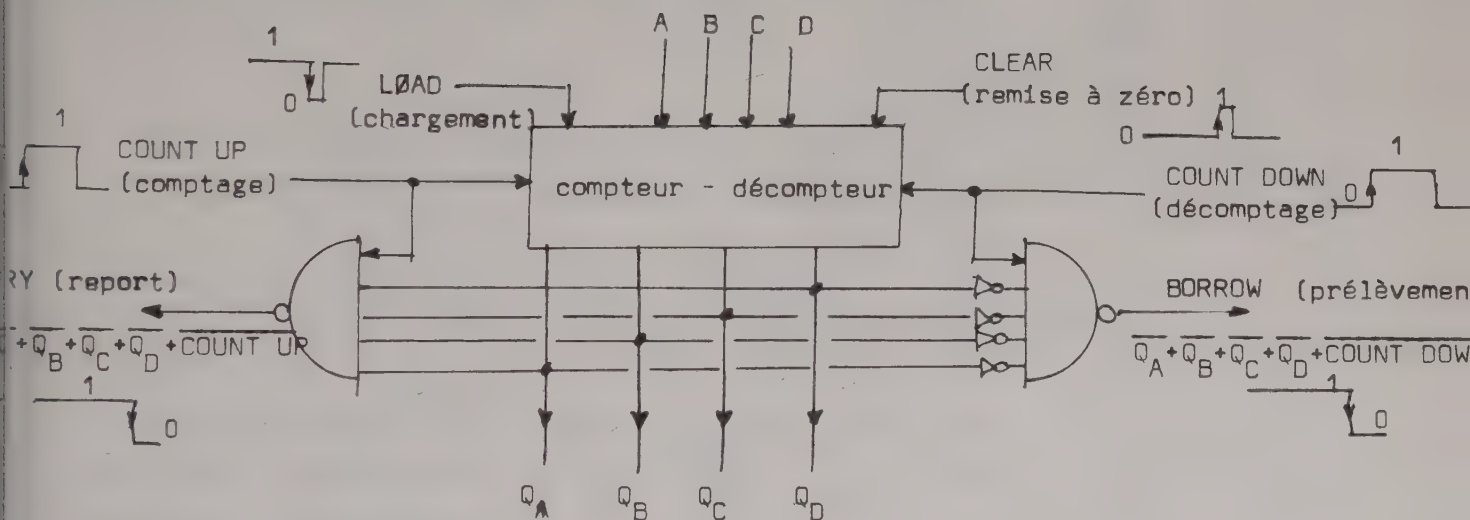


FIG. IV.5

L'état des sorties Q_A, Q_B, Q_C, Q_D correspond à un nombre binaire variant de 0 à 15. Lorsque l'entrée LOAD (chargement) normalement au niveau logique 1, passe au niveau logique 0, les sorties recopient les entrées A, B, C, D. Le passage de 0 à 1 des entrées COUNT UP (comptage) ou COUNT DOWN (décomptage) incrémente ou décrémente respectivement le nombre figuratif de l'état des sorties, et ceci de façon complètement synchrone. La sortie CARRY (report) normalement au niveau logique 1, passe au niveau logique 0 lorsque le compteur est dans l'état 15 : $Q_A \cdot Q_B \cdot Q_C \cdot Q_D$, sur le front descendant du signal COUNT UP, en effet :

$$\text{CARRY} = \overline{Q_A} + \overline{Q_B} + \overline{Q_C} + \overline{Q_D} + \overline{\text{COUNT UP}}$$

La sortie BORROW (prélèvement) normalement au niveau logique 1 passe au niveau logique 0, lorsque le compteur est dans l'état 0 : $Q_A \cdot Q_B \cdot Q_C \cdot Q_D$, sur le front descendant du signal COUNT DOWN, en effet :

$$\text{BORROW} = Q_A + Q_B + Q_C + Q_D + \overline{\text{COUNT DOWN}}$$

Pour obtenir une série de 6 impulsions, on peut procéder de deux façons :

- soit charger le nombre 9 et le faire compter jusqu'à 15
- soit charger le nombre 6 et le faire décompter jusqu'à 0

C'est cette seconde possibilité qui a été exploitée dans le montage représenté sur la figure IV.3.

Sur cette figure, on reconnaît d'autre part des flips-flops ou bascules $\overline{R}, \overline{S}$ utilisant deux portes NAND (par exemple les associations 2-3, 5-6 et 11-12). Ces bascules mémorisent le dernier passage au niveau logique 0 de l'une ou l'autre de leurs entrées. On reconnaît aussi des monostables utilisant deux portes NAND (par exemple les associations 7-8, 9-10 et 14-15). Ces monostables délivrent en

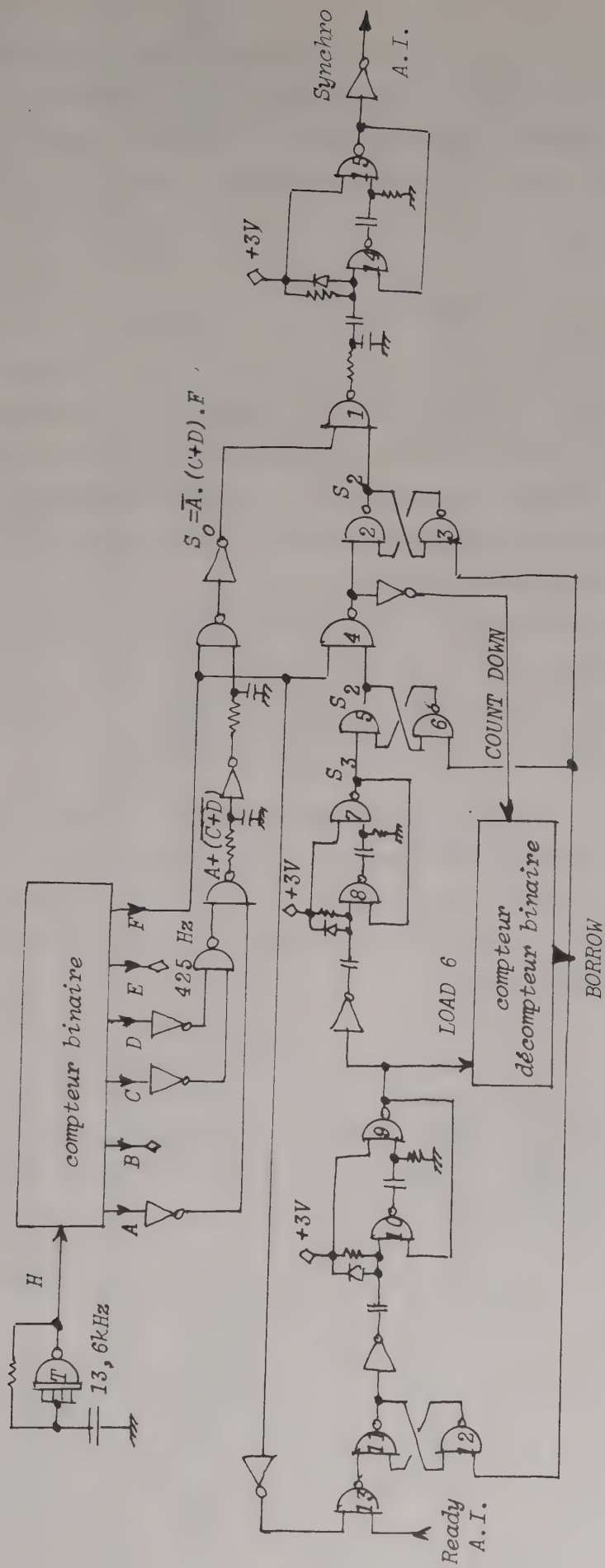


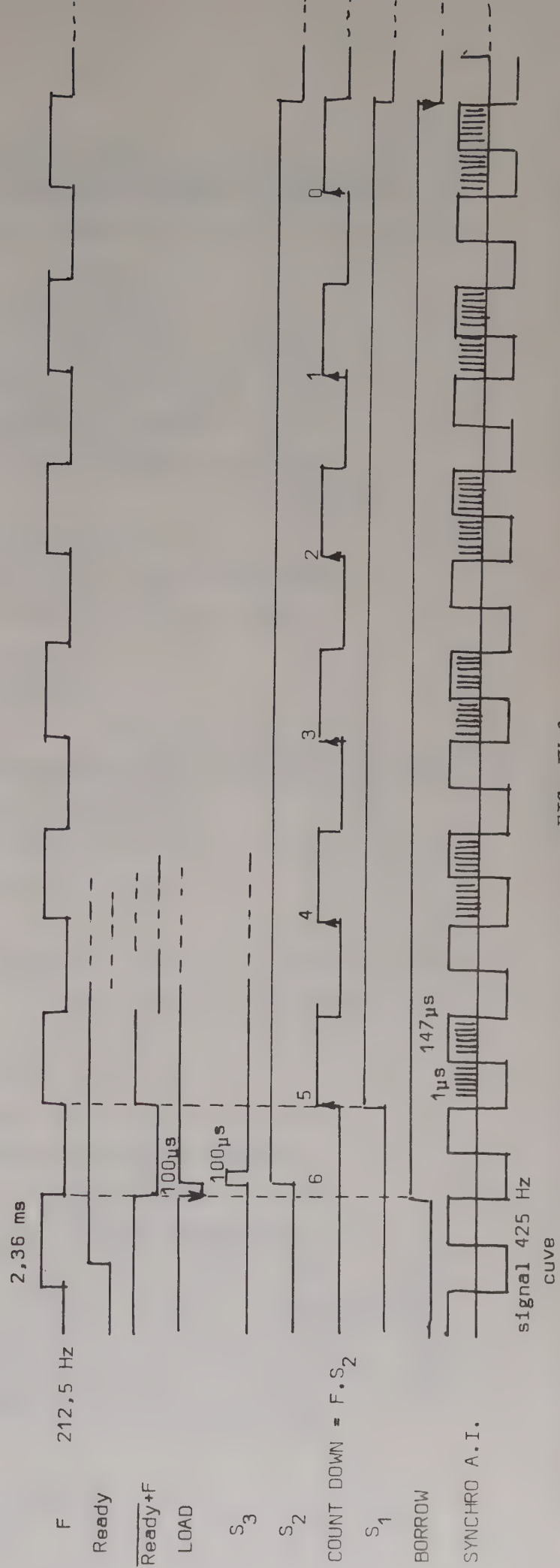
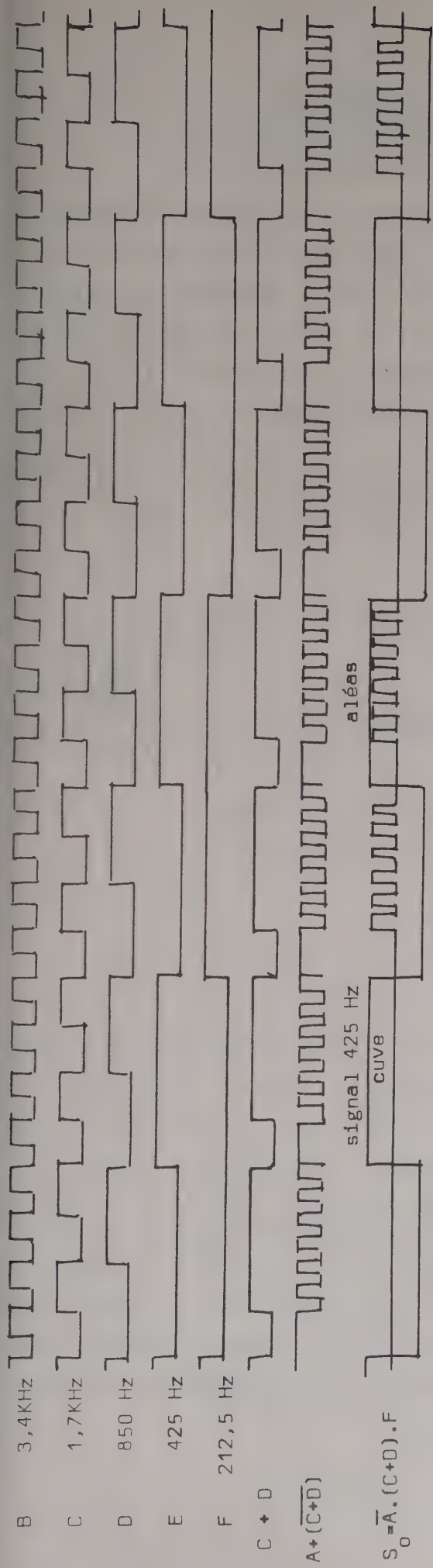
FIG. IV.3

sortie, des impulsions de durée calibrée lorsque leurs entrées passent de 1 à 0. Toutes les portes NAND sont réalisées à partir de circuits intégrés quadruples NAND à 2 entrées du type 7400 et les inverseurs à partir de circuits intégrés sextuples INVERTER du type 7404.

Le chronogramme de la figure IV.6 illustre le fonctionnement du système. La porte 13 réalisant $\overline{\text{Ready}} + F$, assure la synchronisation du front montant du signal Ready avec le signal F de fréquence 212,5 Hz. Le passage à 0 de $\overline{\text{Ready}} + F$ est mémorisé par le flip-flop 11-12, permettant ainsi au monostable 9-10 de délivrer l'impulsion LOAD qui charge le nombre 6 sur le compteur-décompteur. Le second monostable 7-8 retarde la mémorisation de l'impulsion LOAD par le flip-flop 5-6. Ce dernier ouvre la porte 4 afin de réaliser $\text{COUNT DOWN} = F$ et assurer le décomptage. Le flip-flop 2-3 mémorise le premier passage des impulsions F de décomptage de façon à ouvrir la porte 1. Sur les fronts montants du signal S_0 , le monostable 14-15 délivre des impulsions calibrées de 1 μs pour la synchronisation.

Lorsque le décompteur arrive à 0, après 6 périodes de F, le signal BORROW remet à zéro tous les flips-flops. Ceci conduit surtout à la fermeture de la porte 1, qui n'a donc laissé passer que le nombre désiré d'impulsions de synchronisation pour la lecture des entrées analogiques.

La lecture des 6 potentiels $V_{\text{Max}}, V_0, V_1, V_2, V_3, V_4$ et de toutes leurs permutations circulaires sur les alternances positives et négatives des tensions générées dans la cuve à la précision de 14 bits ne demande donc que 25 ms, ce qui est très peu.



IV.4 - ADAPTATION D'IMPEDANCES DES ENTREES ANALOGIQUES

L'impédance d'entrée du convertisseur analogique numérique interne de l'ordinateur I.B.M. 1800 n'est que de $10\text{ K}\Omega$. Pour que la disposition des sondes à la surface de l'eau ne perturbe pas la répartition du potentiel dans l'électrolyte, il ne faut pas que les sondes puissent prélever un courant trop important. Autrement dit, le dispositif de mesure doit avoir une impédance d'entrée pratiquement infinie.

Il est donc nécessaire d'adapter les lignes reliant chaque sonde aux entrées analogiques qui lui correspondent. La figure IV.7 illustre la solution adoptée.

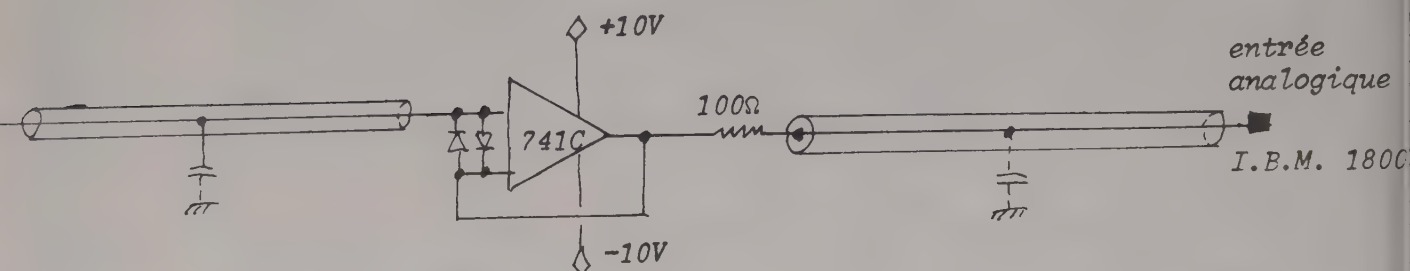


FIG. IV.7

Un câble, blindé à la masse, relie chaque sonde à l'entrée d'un amplificateur opérationnel du type 741 compensé, d'impédance d'entrée différentielle très élevée ($\geq 10\text{ M}\Omega$), monté en amplificateur suiveur de gain 1 par contre réaction négative totale entre la sortie et l'entrée -. Deux diodes de "clamping" protègent les entrées. La sortie est capable de fournir le courant nécessaire à l'attaque du convertisseur d'impédance d'entrée $10\text{ K}\Omega$. Une résistance de $100\text{ }\Omega$ en série avec le câble blindé conduisant à l'entrée analogique I.B.M., permet d'amortir les oscillations parasites de très haute fréquence, prenant naissance dans les câbles blindés du fait de leur capacité non négligeable.

Ce montage est donc répété 6 fois. Les amplificateurs opérationnels sont réunis deux par deux dans 3 circuits intégrés linéaires du type 1558 dont le brochage est donné à la figure IV.8.

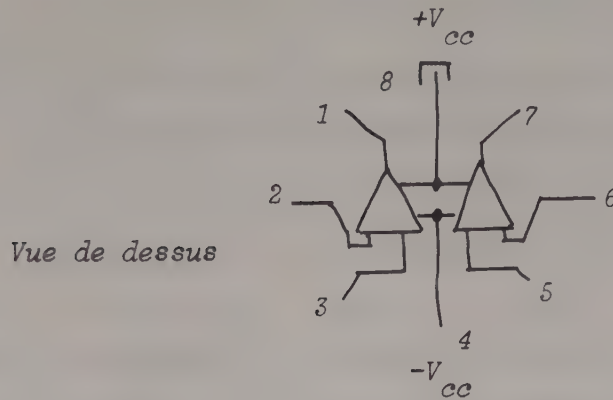


FIG. IV.8

IV.5 - DESCRIPTION DES SORTIES NUMERIQUES

L'ordinateur I.B.M. 1800 possède 16 sorties numériques par interrupteur électronique, numérotées de 0 à 15. Le niveau logique "0" correspond à la position ouverte de l'interrupteur et le niveau logique "1" à la position fermée.

L'interface réalisée pour utiliser l'information numérique sous forme de niveaux logiques compatibles T.T.L. répond pour chaque sortie au schéma de la figure IV.9.

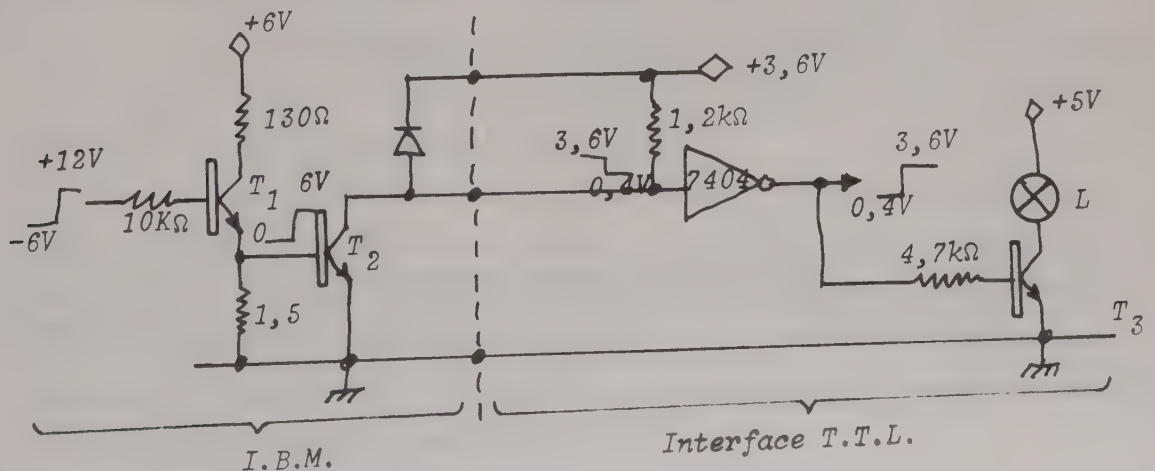


FIG. IV.9

Le niveau logique "0" I.B.M. à - 6 V est fourni par les transistors NPN T_1 et T_2 bloqués. L'entrée E de l'inverseur du type 7404 est alors au potentiel de 3,6 V et sa sortie S, à 0,4 V fournit le niveau "0" T.T.L.

Le niveau logique "1" I.B.M. à + 12 V résulte de la saturation de T_1 et T_2 . Le transistor T_2 est capable de débiter les 1,6 mA nécessaires pour amener l'entrée E au niveau logique "0" T.T.L. La sortie S de l'inverseur est bien alors au niveau logique "1".

Un témoin lumineux L, lampe néon 5 V, permet de visualiser le niveau de sortie S. Pour "0", le transistor T_3 NPN (BSW 43 A) est bloqué et la lampe éteinte. Pour "1", T_3 est saturé et fournit les quelques 80 mA nécessaires pour allumer la lampe.

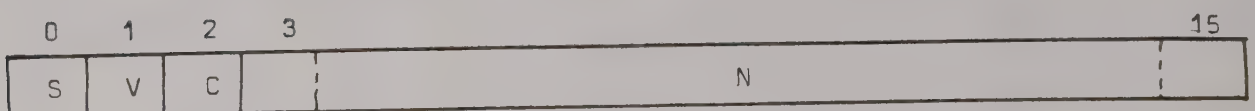
Le temps de commutation de l'interrupteur électronique I.B.M. est inférieur à 10 μ s.

L'état de ces 16 sorties numériques peut être assimilé à un "mot binaire" de 16 bits :

$$M = M_0 2^{15} + M_1 2^{14} + M_2 2^{13} + \dots + M_{14} 2^1 + M_{15} 2^0 \quad \text{avec } M_i = 0 \text{ ou } 1$$

La sortie 0 représente le bit de poids le plus élevé et la sortie 15 le bit de poids le plus faible. Un tel mot M sert à commander les moteurs pas à pas assurant les déplacements dans les deux directions X et Y sur la cuve (cf. chap. II et III).

La convention d'utilisation de ce mot M est la suivante :



Le bit S est par définition le bit de "sens" :

- $$\left\{ \begin{array}{l} - S = 0 \text{ correspond au sens de rotation horaire des moteurs,} \\ \text{ou au sens de déplacement négatif du porte-sondes} \\ - S = 1 \text{ correspond au sens de rotation anti-horaire des moteurs} \\ \text{ou au sens de déplacement positif du porte-sondes} \end{array} \right.$$

Le bit V est par définition le bit de "voie" :

- $$\left\{ \begin{array}{l} - V = 0 \text{ correspond à la commande du moteur X seul} \\ - V = 1 \text{ correspond à la commande du moteur Y seul} \end{array} \right.$$

Le bit C est par définition le bit de "commande" :

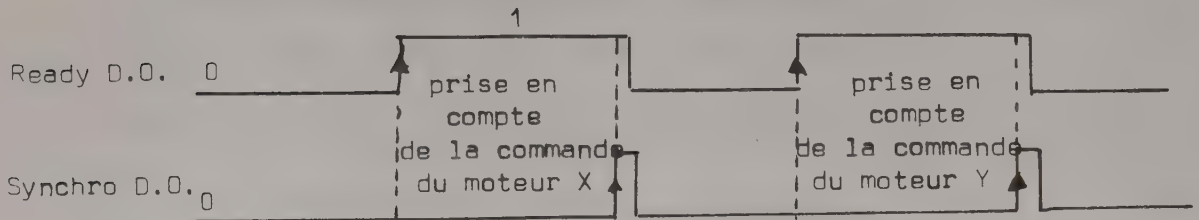
- $$\left\{ \begin{array}{l} - C = 0 \text{ correspond au marquage de la position} \\ - C = 1 \text{ correspond à la commande des moteurs} \end{array} \right.$$

Le mot N associé aux 13 bits restants, correspond au nombre n d'impulsions de commande exprimé en binaire, ou au nombre de pas dont tourneront les moteurs. Le nombre maximum $n_{\max} = 2^{13} - 1 = 8.191$, permet de commander en une seule fois le déplacement du porte-sondes, aussi bien dans toute la largeur que dans toute la longueur du système traceur.

En effet suivant la direction Y, la largeur étant de 600 mm et le pas linéaire de 0,075 mm, il suffit de $\frac{600}{0,075} = 8.000$ impulsions.

Suivant la direction X, la longueur étant de 1.200 mm et le pas linéaire de 0,314 mm, il suffit de $\frac{1.200}{0,314} = 3.820$ impulsions. Dans ce dernier cas, 12 bits auraient alors suffi. Nous verrons ultérieurement que la combinaison $V = D, C = 1, N = 2^{12}$ inutile pour commander le déplacement du moteur X, pourra néanmoins servir à générer un niveau d'interruption particulier.

Il est possible de commander simultanément les deux moteurs X et Y en affichant séquentiellement sur les sorties numériques deux mots de commande. L'apparition du premier mot relatif à la commande du moteur X par exemple, est signalée par le passage de 0 à 1 du signal "prêt" reçu de la sortie Ready D.O. (Digital Output) de l'ordinateur. Une fois cette information prise en compte par le dispositif électronique générant les impulsions de commande du moteur, ce dernier envoie un top de synchronisation sur l'entrée Synchro D.O. de l'I.B.M. 1800, afin que le Ready puisse retomber à 0 permettant ensuite l'apparition du second mot relatif à la commande du moteur Y.



IV.6 - REALISATION DE LA COMMANDE ELECTRONIQUE SIMULTANEE DES DEUX MOTEURS PAS A PAS

La commande électronique simultanée des deux moteurs pas à pas résulte du décodage des deux mots de 16 bits affichés séquentiellement sur les sorties numériques de l'ordinateur I.B.M. 1800 et de leur exploitation sous forme d'un certain nombre d'impulsions adressées vers le moteur concerné, compte tenu du bit de sens.

La figure IV.10 montre le schéma du dispositif réalisé à cet effet.

Le front montant du signal "prêt", inversé par le buffer 1, est différencié par le monostable à portes NAND 2-3 qui délivre une impulsion de 10 μ s dont le rôle est :

- d'une part de remettre à 1 la sortie S_0 du flip-flop 4-5 qui aurait basculé à 0 si le porte-sondes était arrivé en butée (précaution que nous décrirons ultérieurement) ;
- d'autre part de retarder la prise en compte de l'information apparue sur les sorties numériques. En effet le monostable 6-7 fournit une seconde impulsion de 20 μ s déclenchée par le front montant de l'impulsion de 10 μ s venant de 4-5. Cette dernière commande l'une des opérations suivantes :

a) si $C = 0$, la porte NAND 8 est ouverte, le monostable à transistors T_1 et T_2 génère l'impulsion de marquage de durée 10 ms (durée prohibitive pour un monostable T.T.L.) utilisée au paragraphe IV.9. Sur le front descendant de cette impulsion de marquage, le monostable 9-10 envoie un top de synchronisation D.O. de 10 μ s signifiant ainsi la fin de l'opération "marquage".

b) si $C = 1$, $V = 0$, $M_3 = 1$ (cette combinaison ne correspond pas à une commande du moteur X) une interruption dans le programme intervient. La porte NAND 11 recevant $(V + M_3) \cdot C$ est fermée. Toutefois puisque $C = 1$, le monostable 12-13 délivre une impulsion de 50 μ s ce qui provoque un nouveau top de synchronisation D.O. de 10 μ s signifiant la fin de cet ordre particulier.

c) si $C = 1$ et pour toutes les autres combinaisons de V et M_i , la porte NAND 11 est ouverte pour permettre la commande des moteurs. Mais puisque $C = 1$ les monostables 12-13 puis 9-10 sont aussi sollicités, et le top de synchronisation résultant signifiera la fin de l'opération "prise en compte de l'information numérique de commande des moteurs".

Cette commande des moteurs est obtenue en envoyant sur l'une des voies X ou Y un nombre d'impulsions imposé par le mot binaire venant des sorties numériques de l'ordinateur. Ce mot est chargé en parallèle dans le registre compteur-décompteur approprié, constitué

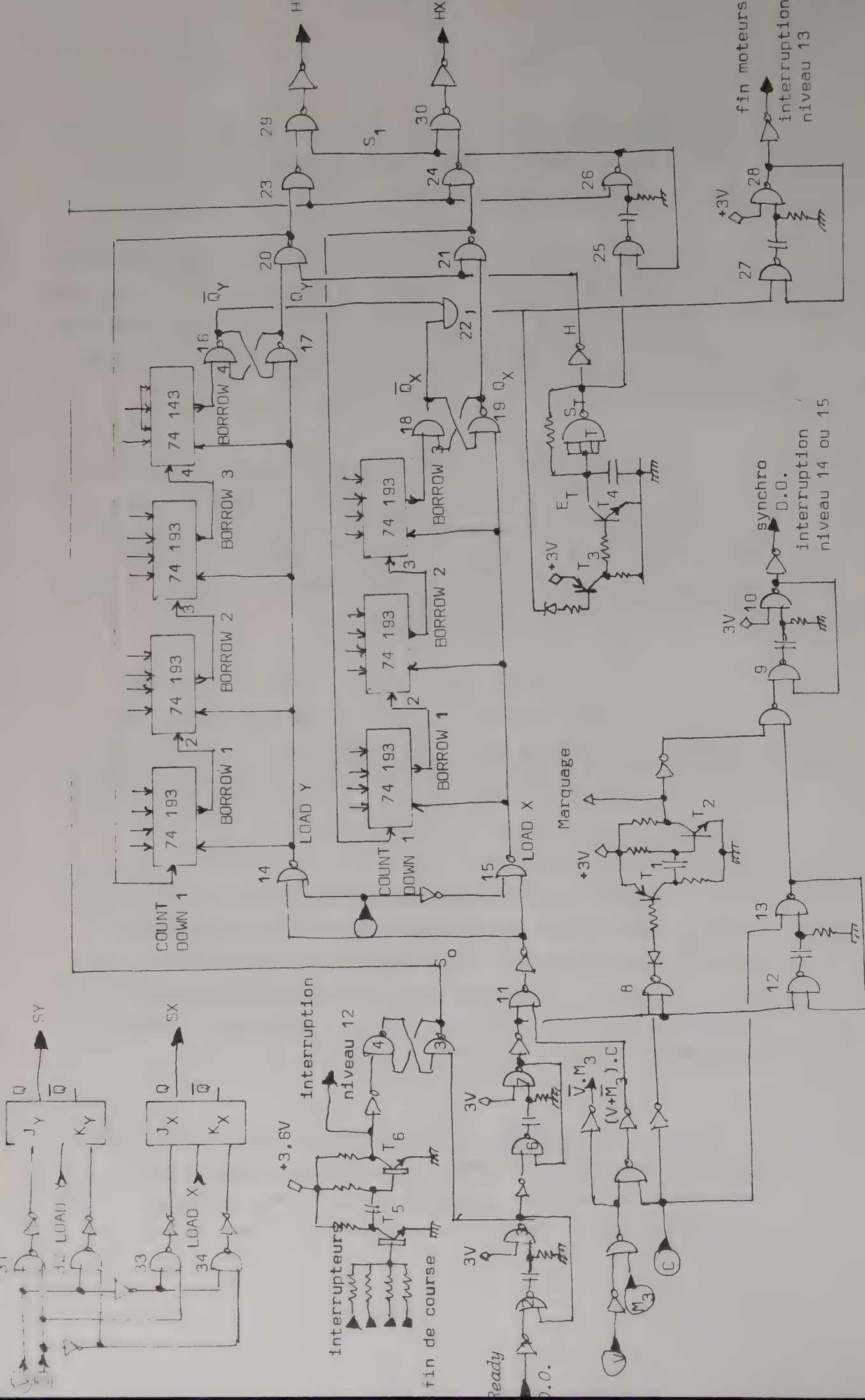


FIG. IV.10

par trois ou quatre circuits 74193 en cascade, grâce à l'impulsion de $20 \mu s$ LOAD X ou LOAD Y (suivant la voie choisie). Cette même impulsion de chargement ouvre la porte 20 ou 21 et déclenche une horloge par l'intermédiaire des bistables 16-17 ou 18-19.

En l'absence d'impulsions de chargement, les sorties dénommées $\overline{Q}_X$ et $\overline{Q}_Y$ normalement au niveau logique 1, maintiennent la sortie de la porte NAND 22 à 0. La paire de transistors T_3 et T_4 est saturée, ce qui court-circuite la capacité du multivibrateur réalisé au moyen d'un Trigger de Schmitt du type 7413 et impose donc normalement $H = 0$. L'impulsion LOAD X ou LOAD Y amène respectivement $\overline{Q}_X$ ou $\overline{Q}_Y$ à 0, auquel cas la sortie de la porte 22 bascule à 1 et provoque le blocage de T_3 et T_4 . Le multivibrateur est alors libéré et le signal d'horloge apparaissant dès la première charge de la capacité, est envoyé sur la porte 20 ou 21 ouverte par Q_Y ou Q_X respectivement.

Lorsque le nombre d'impulsions atteint le chiffre chargé initialement dans le compteur, le signal BORROW de fin de décomptage permet le blocage de l'horloge en ramenant les sorties $\overline{Q}_X$ ou $\overline{Q}_Y$ dans l'état 1 de repos et la sortie de la porte 22 à 0. Sur ce front descendant, le monostable 27-28 fournit une impulsion de durée $10 \mu s$ signifiant la fin de cette commande des moteurs.

La voie choisie est sélectionnée au départ par les portes 14 et 15 suivant la valeur du bit V ($V = 1$ voie Y, $V = 0$ voie X). Etant donné que la durée initiale de chargement sur l'une ou l'autre des voies (quelques μs) est très faible devant la période du signal d'horloge (quelques 20 ms), il est possible d'initialiser séquentiellement chacune de ces voies et d'adresser simultanément sur chaque moteur le nombre d'impulsions de commande correspondant. Il est donc très intéressant de pouvoir faire tourner chaque moteur séparément ou simultanément.

Afin d'éviter le décomptage d'une impulsion supplémentaire très courte du fait du retard de la fermeture des flip-flop 16-17 ou 18-19 par rapport au dernier front montant du signal d'horloge H, le monostable 25-26 délivre sur chacun des fronts montants de H une impulsion S_1 de 1 ms envoyée sur les portes 29 et 30. Durant cette

milliseconde, les signaux d'horloge sont inhibés et en particulier la dernière impulsion, inutile, est masquée.

Les portes NAND 23 et 24, normalement ouvertes lorsque $S_0 = 1$, permettent l'arrêt des impulsions d'horloge dès que S_0 bascule à 0 lorsque le porte-sondes arrive en butée.

Les portes NAND 31, 32, 33, 34 suivies d'inverseurs correspondent aux entrées convenables de deux bascules JK commandant le sens de rotation de chacun des moteurs. Les conditions sont les suivantes :

$$JY = V.S \quad , \quad KY = V.\bar{S} \quad , \quad JX = \bar{V}.S \quad , \quad KY = \bar{V}.\bar{S}$$

Ces bascules commutent sur le front descendant des impulsions de chargement LOAD X ou LOAD Y, ainsi les moteurs reçoivent respectivement leur commande de sens de rotation bien avant qu'ils ne commencent à tourner.

Pour illustrer le fonctionnement qui vient d'être décrit, la figure IV.11 montre en exemple le cas de l'affichage séquentiel sur les sorties numériques de l'ordinateur des deux mots de 16 bits suivants :

1 1 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 1 : commande moteur Y, sens > 0 , $n_Y = 5$
 0 0 1 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 1 0 : commande moteur X, sens < 0 , $n_X = 2$

ready D.O.

Synchro D.O.

LOAD Y

SY

QY

E_T

H

S₁

COUNT DOWN
Y, 1

BORROW
Y, 4

HY

SX

COUNT (up)
X, 1

ready
X, 3

...

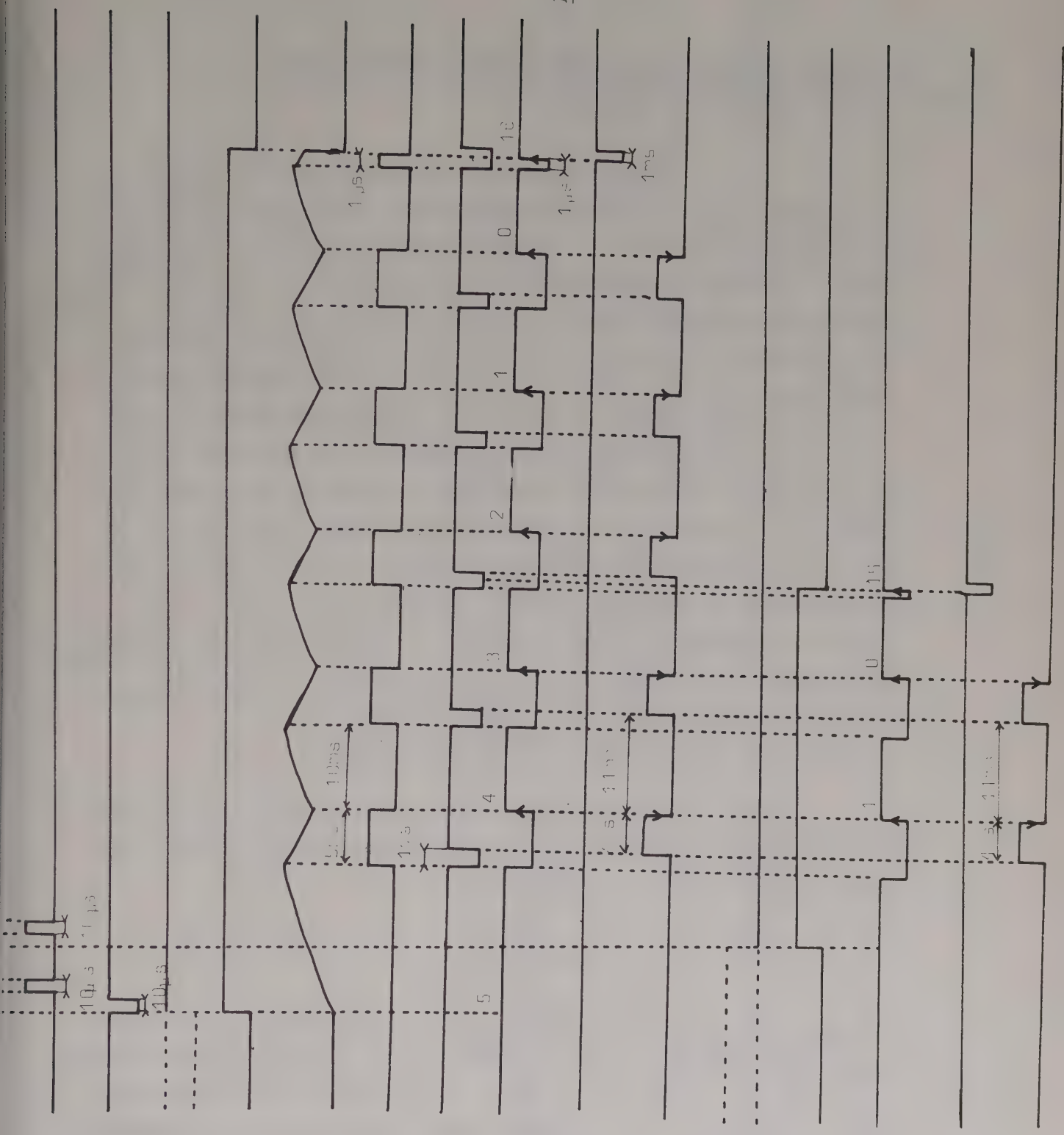


FIG. IV.11

IV.7 - VISUALISATION DES COMMANDES APPLIQUEES A CHAQUE MOTEUR

Afin de vérifier le bon fonctionnement de l'interface électronique entre les sorties numériques de l'ordinateur I.B.M. 1800 et les moteurs pas à pas, il est intéressant de pouvoir visualiser le nombre d'impulsions effectivement reçues par chacun d'eux. Non seulement en fonctionnement normal, il est possible de contrôler si le nombre d'impulsions adressées respectivement à chaque moteur est égal au nombre apparu sur les sorties numériques de l'ordinateur, plus un, et si le décodage de voie et de sens a été correctement exécuté ; mais encore si le porte-sondes arrive en butée sur l'un des côtés de la table traçante, la visualisation permet de connaître exactement le nombre de pas dont a tourné le moteur entre sa position initiale et sa position en butée. En particulier, cette technique conduit à la détermination du nombre de pas pour décrire toute la cuve dans le sens de la longueur et dans le sens de la largeur. Enfin il est utile de s'assurer de la précision de l'entraînement par câble ou par chaîne, entre deux positions identiques chaque moteur doit tourner du même nombre de pas quel que soit le sens de parcours.

Chaque nombre d'impulsions est codé en binaire sur 14 bits (le bit d'indice 13 est le bit de poids le plus faible, le bit d'indice 0 celui de poids le plus élevé) :

$$n = n_0 2^{13} + n_1 2^{12} + \dots + n_{12} 2^1 + n_{13} 2^0$$

La génération de ces bits dépend de 4 compteurs binaires 4-bits du type 7493 mis en série. Il ne s'agit ni plus, ni moins que de 14 bascules divisant par 2 à chaque fois. La commutation se fait sur les fronts descendants, donc dans les mêmes conditions que la commande électronique des moteurs par impulsions.

Suivant la valeur de V le signal Ready . C passe à travers l'une ou l'autre des deux portes NAND 1 et 2 de la figure IV.12. Un

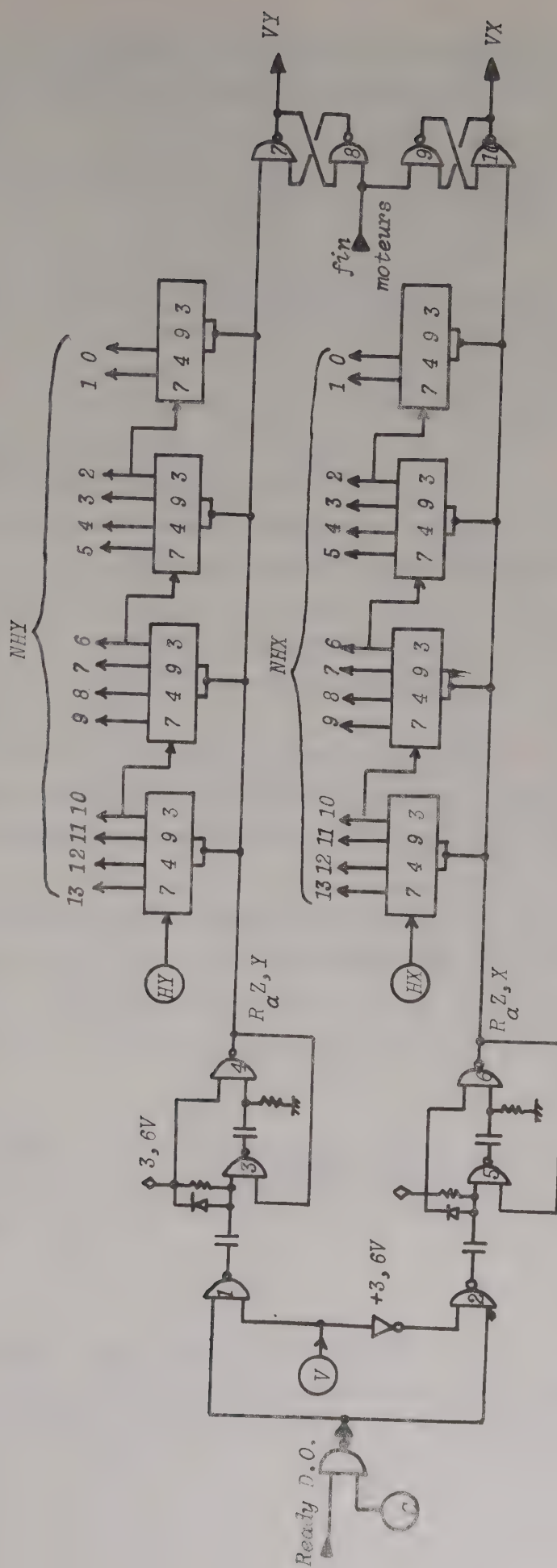


FIG. IV.12

monostable (3-4 ou 5-6) se charge alors de délivrer une impulsion de durée 10 s pour remettre à zéro la série des 4 compteurs concernés. Ceux-ci alors peuvent compter jusqu'à $2^{14} - 1 = 16.383$ le nombre d'impulsions reçues par les moteurs (HY ou HX).

Un flip-flop (7-8 ou 9-10) bascule au niveau logique 1 (VX ou VY) pendant toute la durée du comptage. Il s'établit dès l'arrivée du signal Ready sur la voie concernée et disparaît lorsque l'ensemble des deux moteurs a cessé de tourner grâce à l'impulsion "fin des moteurs" décrite au paragraphe précédent.

Chaque sortie des compteurs, ainsi que les niveaux V_X , V_Y , S_X et S_Y (directement établis selon la figure IV.10) sont visualisés par autant de lampes témoins :

- allumées au niveau logique 1
- éteintes au niveau logique 0

Ces lampes témoins ne sont autres que des diodes électroluminescentes de référence EVO au P AsGa. Ces diodes polarisées en inverse, émettent à leur jonction dans le rouge visible.

Le schéma de la figure IV.13 donne le montage correspondant à chacune de ces diodes témoins.

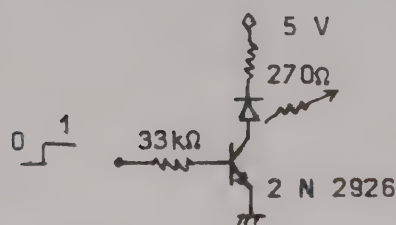
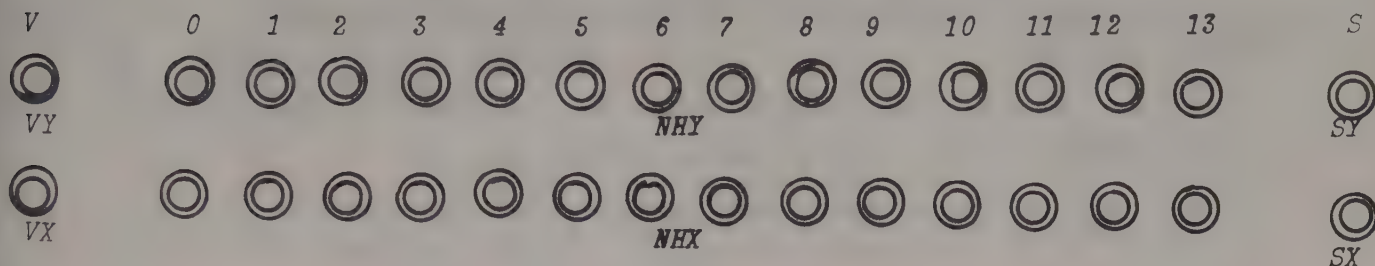


FIG. IV.13

Les avantages des diodes électroluminescentes sur les lampes à néon classiques résultent de leur faible encombrement, de leurs qualités de luminance, et surtout de leur faible consommation : 13 mA sous 2 V environ.

L'ensemble de ces témoins se présente suivant deux rangées, sur l'un des côtés du châssis recevant toute l'électronique du système



IV.8 - REALISATION DES NIVEAUX D'INTERRUPTION

Il est bien évident que les différentes commandes gérées par l'ordinateur (mesure des potentiels, déplacements du porte-sondes par rotations des moteurs pas à pas, marquage de la position) se font séquentiellement et chaque opération ne peut être effectuée que si l'on s'est assuré que la précédente est exécutée correctement.

Le rôle des niveaux d'interruption est alors de renseigner l'ordinateur sur les différentes tâches réalisées ou constatées, permettant de continuer la séquence. Seize niveaux d'interruption dénommés P.I.S.W. sont disponibles, numérotés de 0 à 15, le niveau 0 étant le plus prioritaire. Les interruptions choisies vont de 12 à 15 de façon à ne pas interférer avec les niveaux d'interruption plus prioritaires de l'unité centrale, du lecteur de cartes ou de la machine à écrire.

Ces interruptions sont déclenchées par impulsions de tension de durée supérieure à 3 ms et d'amplitude 36 V selon le schéma de la figure IV.14.

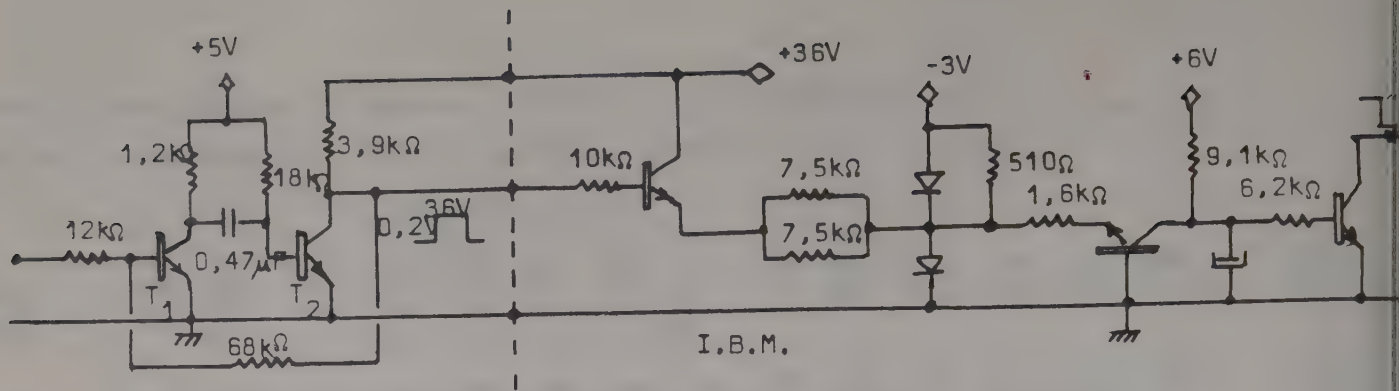


FIG. IV.14

L'impulsion T.T.L. de faible durée attaque un monostable T_1 NPN (2 N 2926) et T_2 NPN (BSW 43 A), qui fournit un créneau de durée 5 ms et de 36 V d'amplitude attaquant l'entrée P.I.S.W. qui effectue la transformation en niveau logique I.B.M.

Les quatre niveaux d'interruption correspondent au schéma de la figure IV.15.

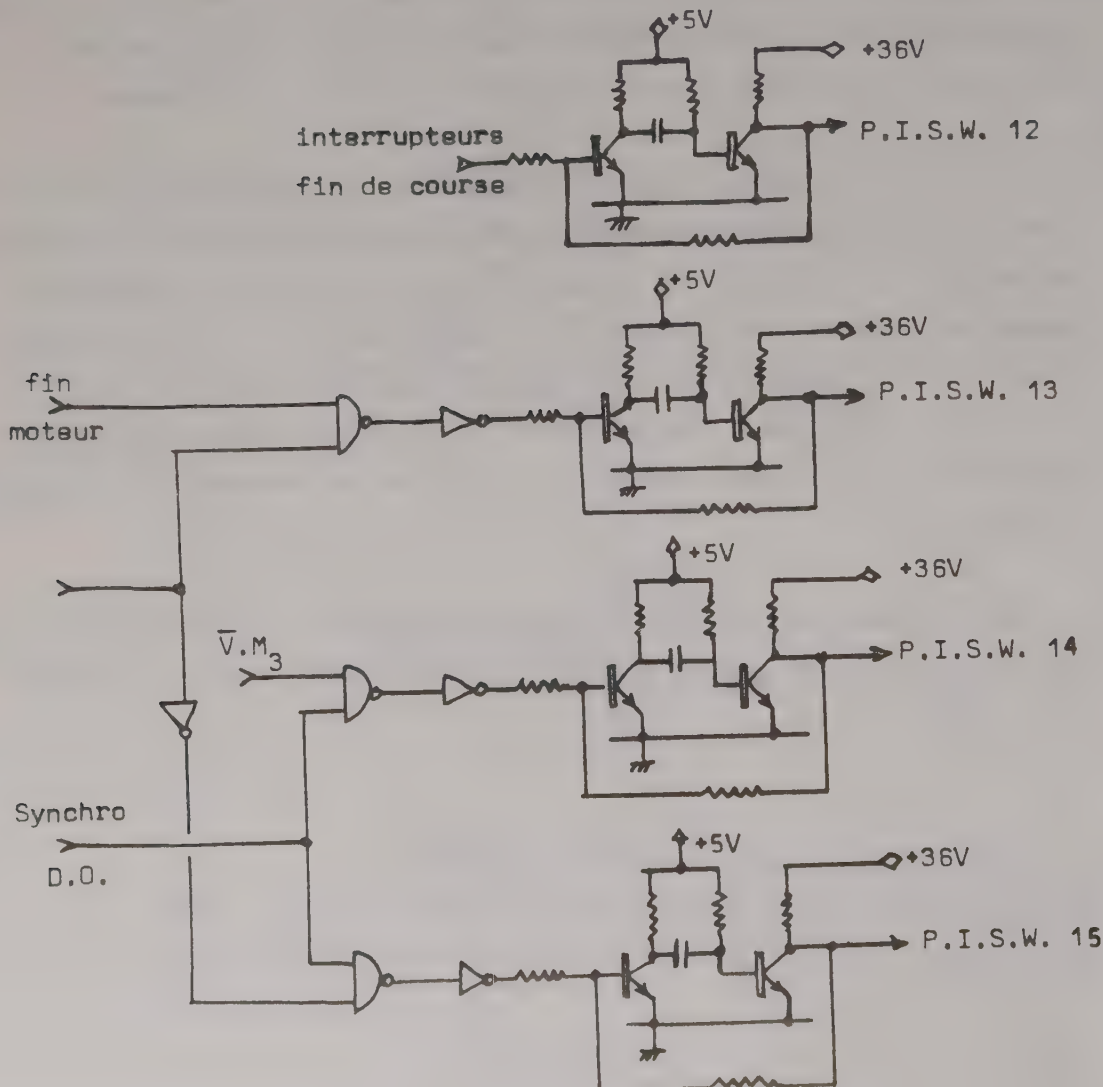


FIG. IV.15

L'interruption 12 est déclenchée lorsque le porte-sondes arrive en butée. Le sous-programme concerné se charge alors de commander le recul du système afin de le dégager de la fermeture de l'interrupteur fin de course.

L'interruption 13 est envoyée dès que les deux moteurs ont fini d'exécuter leur commande simultanée. Le porte-sondes est arrêté et le sous programme de lecture des potentiels est mis en oeuvre.

L'interruption 14 ne correspond à aucun ordre de commande des moteurs ou de marquage de la position. C'est un artifice pour signifier la fin du sous-programme de lecture et choisir soit le marquage de la position au cas où le potentiel relevé sur la sonde centrale vérifie la consigne imposée, soit la reprise de la recherche de cette consigne compte tenu de la nouvelle valeur des potentiels.

Enfin, l'interruption 15 est délivrée par l'interface électronique lorsque la commande de marquage de la position, qui dure 15 ms, s'est effectuée. Elle conduit alors à la phase de déplacement le long de l'équipotentielle ou de la ligne de force recherchée

IV.9 - REALISATION DU MARQUAGE DE LA POSITION

Au paragraphe IV.6 l'impulsion de marquage a été décrite. Elle est fournie par le monostable à transistors T_2 et T_3 de la figure IV.10 dans le seul cas où le bit C vaut 0.

Cette impulsion commande la commutation d'un relais miniateur "Siemens" du type V 23016 suivant le montage représenté sur la figure IV.16.

Le bobinage du relais alimenté sous une tension nominale de 5 V présente une résistance d'environ 60 Ω . Pour qu'il soit excité, il faut lui fournir un courant d'environ 80 mA. Deux transistors en montage muscleur sont alors nécessaires. Normalement saturés, ces

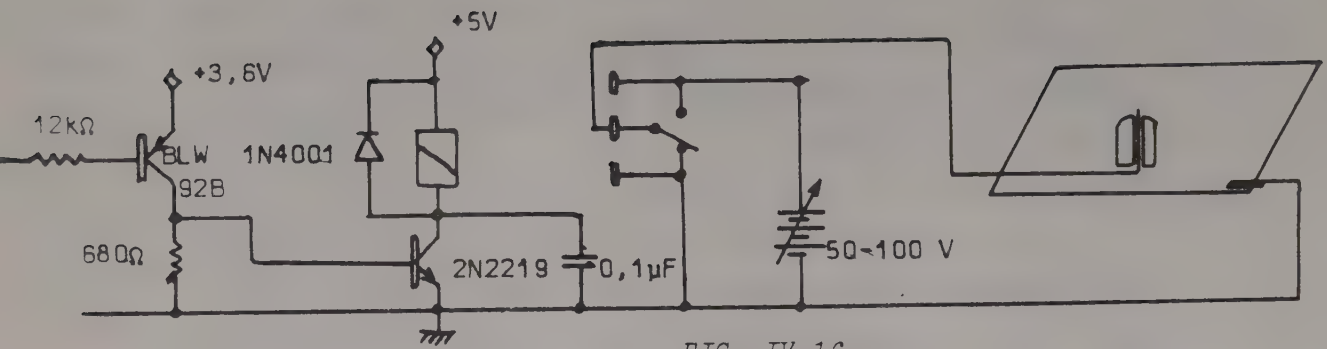


FIG. IV.16

transistors maintiennent en permanence le contact central à 0 V. Lorsque l'impulsion apparaît, les transistors se bloquent et le contact se ferme pendant 15 ms sur la borne + d'une alimentation haute tension réglable de 50 V à 100 V. Une étincelle jaillit alors sur la pointe en tungstène de la tête de marquage affleurant le papier conducteur d'enregistrement, porté au potentiel de 0 V. Le papier est sensibilisé et une trace apparaît, dont l'épaisseur dépend de la tension d'alimentation.

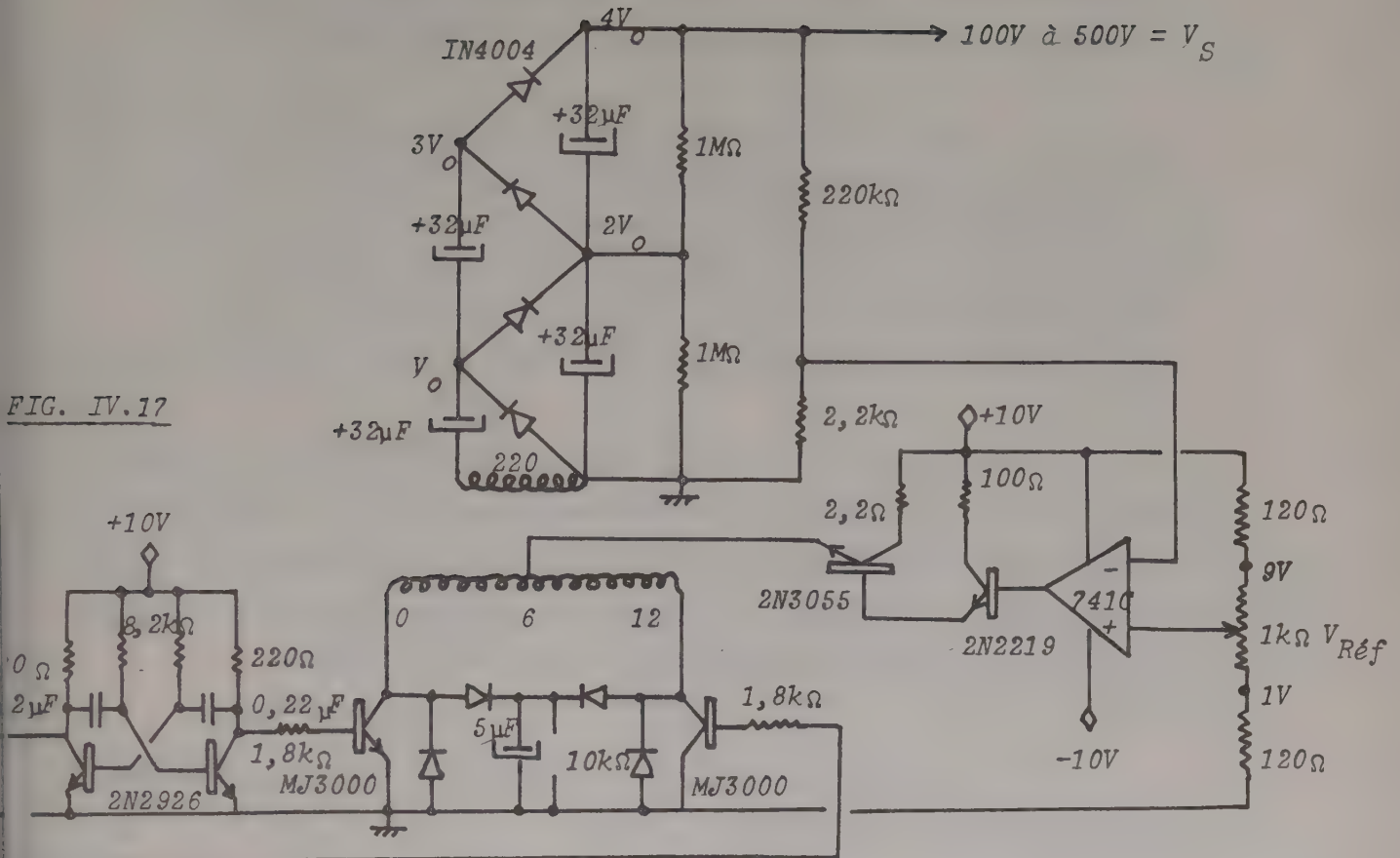
Une diode 1 N 4001 et un condensateur de 0,1 μ F protègent le transistor 2 N 2219 de la surtension qui apparaît aux bornes du bobinage au moment du blocage.

L'avantage d'un tel relais est de permettre la séparation galvanique entre le circuit électronique de commande et l'interrupteur de marquage. L'étincelle ne vient pas parasiter tous les circuits intégrés du voisinage.

IV.10 - DESCRIPTION DU GENERATEUR HAUTE TENSION

Dans le chapitre III, le principe du plaquage électrostatique du papier conducteur d'enregistrement sur une mince feuille d'aluminium a été décrit. La haute tension de 500 V à 1.000 V nécessaire, est obtenue par un convertisseur continu-continu tel que celui représenté sur la figure IV.17.

FIG. IV.17



Deux transistors Darlington MJ 3000 attaqués symétriquement par les deux sorties en opposition de phase d'un multivibrateur utilisant deux transistors 2 N 2926, ont leurs collecteurs reliés aux bornes 0 - 12 V du primaire d'un transformateur. Une tension continue d'alimentation variable entre 0 et 8 V est appliquée au point milieu 6 V du primaire.

Puisque les deux transistors MJ 3000 conduisent à tour de rôle, les enroulements du transformateur sont parcourus par un courant qui change de sens à chaque alternance du signal périodique délivré par le multivibrateur.

Dans l'enroulement secondaire 220, on récupère une tension alternative en onde carrée pouvant atteindre $V_o = 250$ V crête. Quatre cellules à diodes et condensateurs (chaque condensateur se chargeant

à travers chaque diode) du type GREINACHER, COCKCROFT et WALTON permettent d'obtenir une tension continue d'au maximum $4 V_0$.

Une fraction 1/100 de la haute tension ainsi générée est comparée à tout instant avec une tension de référence variable entre 1 et 9 V au moyen d'un potentiomètre de 1 K, assurant une contre-réaction pour stabiliser la haute tension à la valeur désirée. L'amplificateur opérationnel attaque deux transistors montés en Darlington qui commandent la basse tension au point milieu du primaire.

La condition de fonctionnement du système est réalisée en écrivant que les potentiels sur les entrées + et - de l'amplificateur opérationnel sont identiques $V_+ = V_-$. Or $V_+ = k V_S$ avec $k = \frac{1}{100}$. Il en résulte que la haute tension de sortie V_S est reliée simplement à la tension de référence V_{ref} par : $V_S = \frac{V_{ref}}{k}$

De cette façon, il est possible d'obtenir en sortie une tension réglable entre 100 V et 900 V.

PROGRAMMATION DES TRACES AUTOMATIQUES

Ce chapitre traite de la gestion par l'ordinateur I.B.M. 1800 des différents tracés automatiques par l'ensemble conçu. Il peut s'agir d'une part de l'enregistrement potentiométrique d'une grandeur physique y analogique ou numérique, variable en fonction d'une autre, x , qui peut être le temps ; ou encore de la reproduction d'une fonction analytique de deux variables x et y .

Dans ce cas, le système mobile commandé par les moteurs pas à pas peut être considéré comme un "traceur de courbes", abstraction faite de la cuve rhéographique. Il peut s'agir aussi de la recherche des lignes équipotentiellles ou des lignes isogradients au sein de l'électrolyte dans la cuve. L'ordinateur et la cuve s'unissent alors pour réaliser un ensemble de calcul hybride très puissant.

V.1 - GENERALITES. NIVEAUX D'INTERRUPTIONS

Quel que soit le tracé désiré, son exécution automatique est élaborée par un programme principal, compilé en FORTRAN, constitué par plusieurs sous-programmes d'interruptions. A chacun de ces sous-programmes est assignée une tâche particulière qui ne peut être accomplie que lorsque l'ordinateur a reçu une impulsion de durée suffisante, correspondant à un niveau d'interruption donné.

Les impulsions d'interruption décrites au chapitre précédent (paragraphe IV.8) sont délivrées par l'interface électronique entre la cuve rhéographique et les entrées-sorties industrielles de l'ordinateur. Elles sont au nombre de quatre et dénommées comme-suit :

- Int 1 : interruption signifiant la fin de la "commande de déplacement simultanée" des deux moteurs pas à pas.
- Int 2 : interruption signifiant la fin de l'opération "marquage de la position" du porte-sondes.
- Int 3 : interruption de "fin de course" signifiant que le porte-sondes est arrivé en butée contre l'un des quatre côtés de la cuve.
- Int 4 : interruption "relais" ne correspondant à aucune exécution analogique, mais permettant au programme de s'aiguiller sur un nouveau sous-programme.

Ainsi le calculateur est renseigné sur l'état final du système par une interruption qui l'assure que sa dernière instruction a bien été réalisée ; il peut alors passer à une phase suivante d'opérations.

Dès lors l'assemblage du programme de gestion d'un tracé automatique, résulte de l'ordonnancement séquentiel des différentes tâches à accomplir : acquisition de données, traitement de l'information, commande du déplacement des moteurs, commande du marquage de la position, etc... De l'enchaînement approprié de ces différentes phases résulte la répartition des opérations dans chacun des sous-programmes relatifs aux quatre niveaux d'interruption.

Sauf dans le cas particulier d'une consigne à réaliser où le même sous-programme d'interruption se répète jusqu'à la validation de cette consigne, deux interruptions identiques ne devront

pas se suivre. Ainsi chaque sous-programme sera caractérisé par une interruption d'entrée et une instruction de sortie provoquant finalement une autre interruption afin d'assurer un enchaînement systématique.

Il faut d'autre part remarquer que tous les niveaux d'interruption n'ont pas la même priorité. Aussi faudra-t-il prévoir l'ordre d'apparition des interruptions et des instructions. En aucun cas, exception faite toutefois pour les interruptions de "fin de course" : Int 3, une interruption plus prioritaire ne doit survenir pendant l'exécution d'un sous-programme relatif à un niveau d'interruption moins prioritaire car les dernières instructions de sous-programme seraient alors ignorées. Il suffit, pour pallier ce risque, que l'instruction qui déclenchera l'interruption prioritaire soit la dernière du sous-programme de faible priorité.

La prise en compte d'une impulsion d'interruption est très délicate. Sa durée résulte d'un compromis entre un temps minimum suffisant pour exciter le niveau d'interruption correspondant et un temps maximum au bout duquel, l'impulsion n'étant pas encore revenue à zéro, le même sous-programme d'interruption peut se répéter à tort. Des impulsions parasites peuvent aussi parfois déclencher au hasard un sous-programme non requis. Ces parasites malencontreux proviennent aussi bien du système lui-même en raison de la proximité d'un convertisseur continu-continu délivrant 1.000 volts (qui peuvent claquer à travers le papier d'enregistrement), de l'étage de puissance de commande des moteurs pas à pas et de circuits intégrés T.T.L. très sensibles, que de l'extérieur. Une solution "software" a été apportée à ce problème de déparasitage : à chaque sous-programme d'interruption est affecté un indice de "protection" qui doit avoir une valeur prédéterminée pour permettre son exécution et qui est modifié dès la prise en compte de l'interruption, à la première instruction de ce sous-programme.

Etant bien entendu qu'il n'est pas question de décrire les programmes relatifs à tous les tracés automatiques susceptibles d'être

obtenus par cet ensemble de calcul hybride, l'exposé qui va suivre ne traitera que des exemples les plus significatifs. En premier lieu, nous verrons le tracé automatique d'un cercle de rayon donné, puis nous nous intéresserons au relevé des lignes équipotentiellles et des lignes isogradientes sur la cuve rhéographique.

V.2 - TRACE AUTOMATIQUE D'UN CERCLE

Au début de chaque expérience, le porte-sondes peut se trouver dans n'importe quelle position P de coordonnées inconnues au dessus de la cuve. Aussi dans un premier temps faut-il initialiser le porte-sondes par rapport à une position de référence, le centre de la cuve par exemple, qui sera prise comme origine O des coordonnées.

Par convention l'abscisse et l'ordonnée du porte-sondes dans le repère (OXY) seront dénommées respectivement $P\emptyset SX$ et $P\emptyset SY$. Si NX et NY sont les nombres algébriques de pas (compte tenu du sens) dont ont tourné respectivement les moteurs X et Y, l'ordinateur connaîtra à tout instant les coordonnées de la position du porte-sondes par :

$$P\emptyset SX = P\emptyset SX + NX \quad \text{et} \quad P\emptyset SY = P\emptyset SY + NY$$

Le centrage initial du porte-sondes est alors assuré en envoyant systématiquement ce dernier en butée dans l'un des angles C de la cuve dont les coordonnées sont connues :

$$P\emptyset SX = P\emptyset SX \text{ MAX} \quad \text{et} \quad P\emptyset SY = P\emptyset SY \text{ MAX}$$

par exemple, dans le repère choisi.

Si l'on désire positionner dès lors le porte-sondes au point A de coordonnées : $P\emptyset SX \text{ O}$, $P\emptyset SY \text{ O}$, il suffira de commander les déplacements

$$\begin{aligned} NX &= P\emptyset SX \text{ O} - P\emptyset SX \text{ MAX} \\ \text{et} \quad NY &= P\emptyset SY \text{ O} - P\emptyset SY \text{ MAX} \end{aligned}$$

Les différentes opérations à réaliser seront donc les suivantes :

- envoi du porte-sondes en butée X maximale
- envoi du porte-sondes en butée Y maximale
- envoi du porte-sondes au point de départ A de coordonnées $P\emptyset SX$ 0 et $P\emptyset SY$ 0
- description du cercle dans un sens déterminé et retour au point A

Le cercle pourra être décrit dans sa partie supérieure en incrémentant, dans le sens des X croissants, $P\emptyset SX$ toujours du même nombre de pas et en calculant à chaque fois la variation $\Delta(P\emptyset SY)$ sachant qu'à tout instant $P\emptyset SX$ et $P\emptyset SY$ doivent vérifier l'équation analytique du cercle $(P\emptyset SX)^2 + (P\emptyset SY)^2 = (RAY\emptyset N)^2$. La partie inférieure du cercle sera ensuite obtenue en incrémentant cette fois dans le sens des X décroissants, $P\emptyset SX$ du même nombre de pas et en calculant à chaque fois l'écart $\Delta(P\emptyset SY)$ comme précédemment.

On décidera enfin de marquer la position des différents points du cercle, atteints par le porte-sondes, après chaque déplacement simultané des moteurs X et Y de NX imposé et NY calculé.

La gestion de ces différentes opérations sera assurée par le programme principal PRDO qui lancera le premier déplacement (envoi en butée X maximale) dont résultera la première interruption du type Int 3. Sur cette interruption le sous programme d'interruption PI 12 commandera un nouveau déplacement (envoi en butée Y maximale) suivi d'une nouvelle interruption Int 3. PI 12 sera donc à nouveau sollicité. A condition d'avoir mémorisé la première exécution de PI 12 par le passage d'un indice I de la valeur 1 à la valeur 2, la seconde exécution de PI 12 devra conduire le porte-sondes au point A.

Au point A une interruption Int 1 est alors générée. Un sous programme d'interruption, PI 13, est chargé de marquer la position de A. Ceci fait, une interruption Int 2 apparaît qui déclenche

un troisième sous-programme d'interruption PI 14. Ce dernier doit rechercher les différentes coordonnées des points du cercle et commander d'autant les moteurs. Tout le long du cercle PI 13 et PI 14 seront appelés tour à tour.

La figure V.1 montre les différentes phases de cet automatisme :

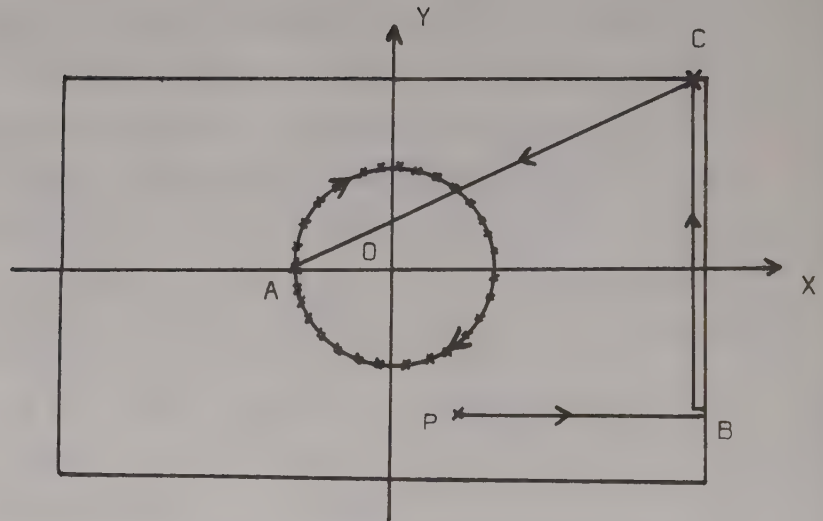
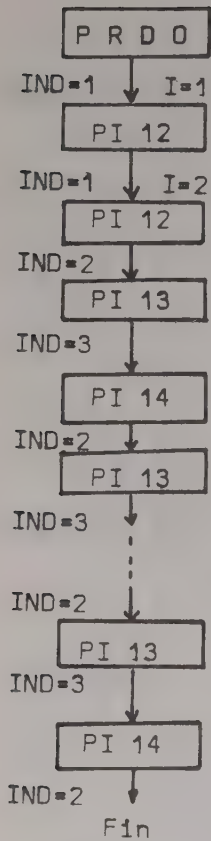


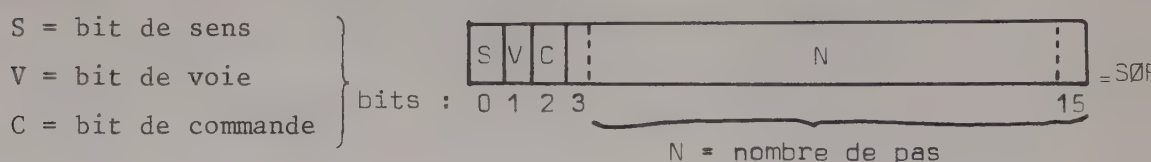
FIG. V.1

Après le premier envoi en butée au point B, en même temps que l'on commande le déplacement vers le point C, on recule le porte-sondes, suivant X, d'un très petit nombre de pas (10) suffisant pour dégager l'interrupteur X de fin de course afin que le bistable chargé de mémoriser sa fermeture puisse être remis à zéro, et jouer son rôle au moment de la butée en C.

Le tracé du cercle ne nécessite donc que trois sous programmes d'interruption PI 12 , PI 13 , PI 14 affectés des valeurs respectives 1, 2 et 3 de l'indice IND de "protection".

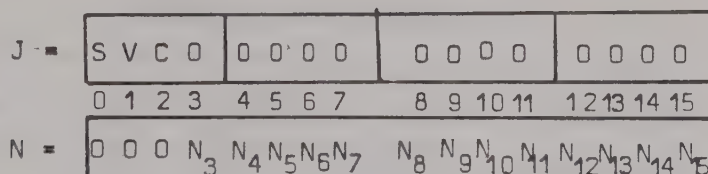
V.3 - AFFICHAGE DES SORTIES NUMERIQUES

Dans le chapitre précédent, au paragraphe IV.6, il avait été convenu de commander chacun des moteurs X et Y par l'affichage successif sur les sorties numériques D.O. de l'ordinateur, de 16 bits que nous appellerons SØRNU, avec les conventions :



En réalité, un tel mot est la traduction binaire d'un nombre entier compris entre + 32767 et - 32768, et le bit "0" de poids le plus fort n'est autre que le bit de signe. Il vaut 0 pour tous les entiers positifs et 1 pour tous les entiers négatifs obtenus par complémentation de tous les digits, puis addition de 1. Ainsi le mot SØRNU = 1111 1111 1111 1111 correspond au nombre entier négatif -1.

Dès lors l'affichage du mot SØRNU sur les sorties numériques peut devenir très difficile à programmer si jamais le bit de sens S vaut 1. Pour pallier cet inconvénient le mot SØRNU est scindé en deux blocs J et N comme suit :



Pour J tous les digits de 3 à 15 sont toujours nuls et pour N seuls les trois premiers digits doivent être toujours nuls.

Les quatre combinaisons possibles du mot J pour assurer la commande d'un des moteurs dans un sens ou dans l'autre lui sont assignées une fois pour toutes en hexadécimal par l'intermédiaire du tableau TAB défini comme suit :

J	TAB(1)	TAB(2)	TAB(3)	TAB(4)
hexadécimal	2000	6000	A000	E000
binaire	0010 0—0	0110 0—0	1010 0—0	1110 0—0
signification	commande moteur X sens < 0	commande moteur Y sens < 0	commande moteur X sens > 0	commande moteur Y sens > 0

Le mot N est tout simplement un mot binaire de 13 bits correspondant à un nombre entier positif, inférieur ou égal à 8191. Ce n'est ni plus ni moins que le nombre de pas dont devra tourner le moteur.

Lorsque J et N auront été calculés séparément, ce qui est facile à programmer, pour retrouver le mot souhaité SØRNU de 16 bits, il suffira de faire un OU logique digit à digit entre N et J :

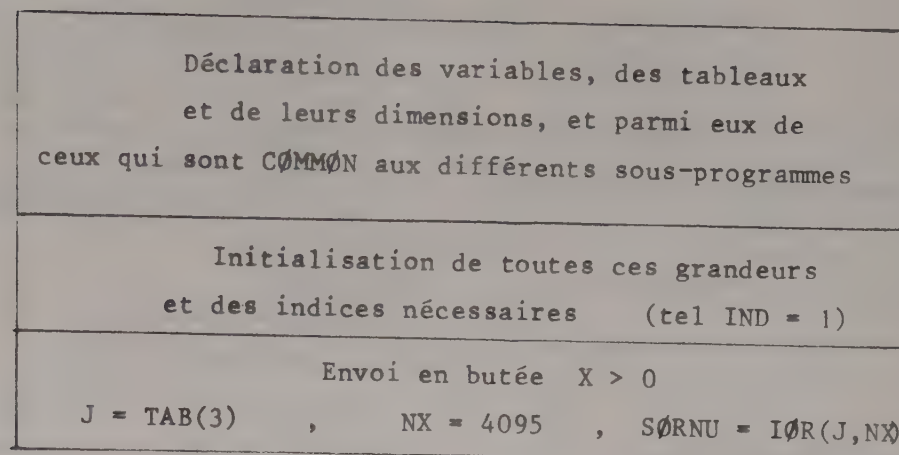
$$SØRNU = IØR (J , N)$$

La décomposition de SORNU en J et N est très pratique à la suite d'un calcul de déplacement NX (ou NY). Suivant que NX (ou NY) est positif ou négatif, on fera respectivement $JX = TAB(3)$ ou $TAB(1)$ $\left\{ \begin{array}{l} JY = TAB(4) \text{ ou } TAB(2) \end{array} \right.$. Enfin N sera la valeur absolue de NX(ou NY).

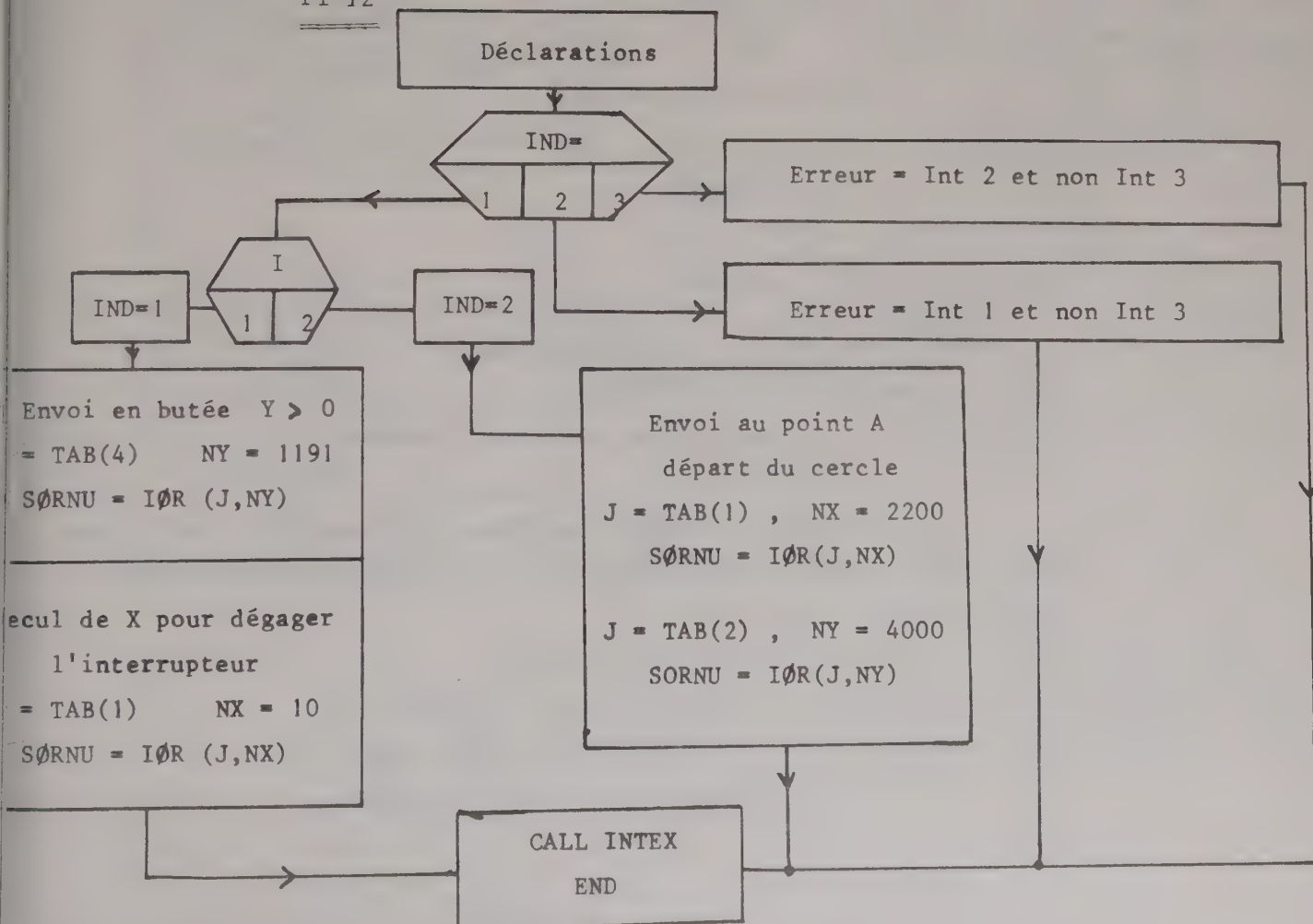
V.4 - ORGANIGRAMME DU PROGRAMME PRDO DE TRACE D'UN CERCLE

Cet organigramme résulte des deux derniers paragraphes.

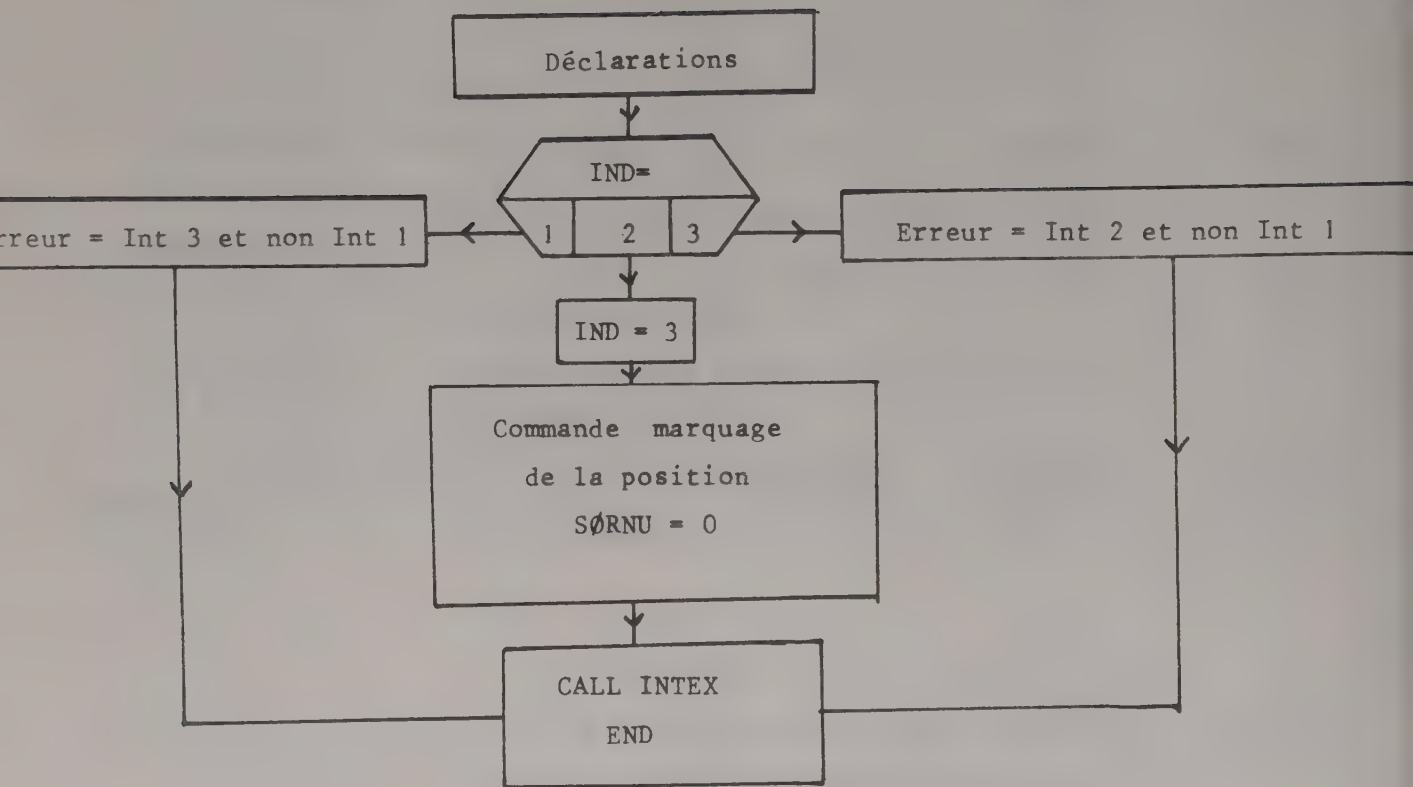
PRDO



PI 12



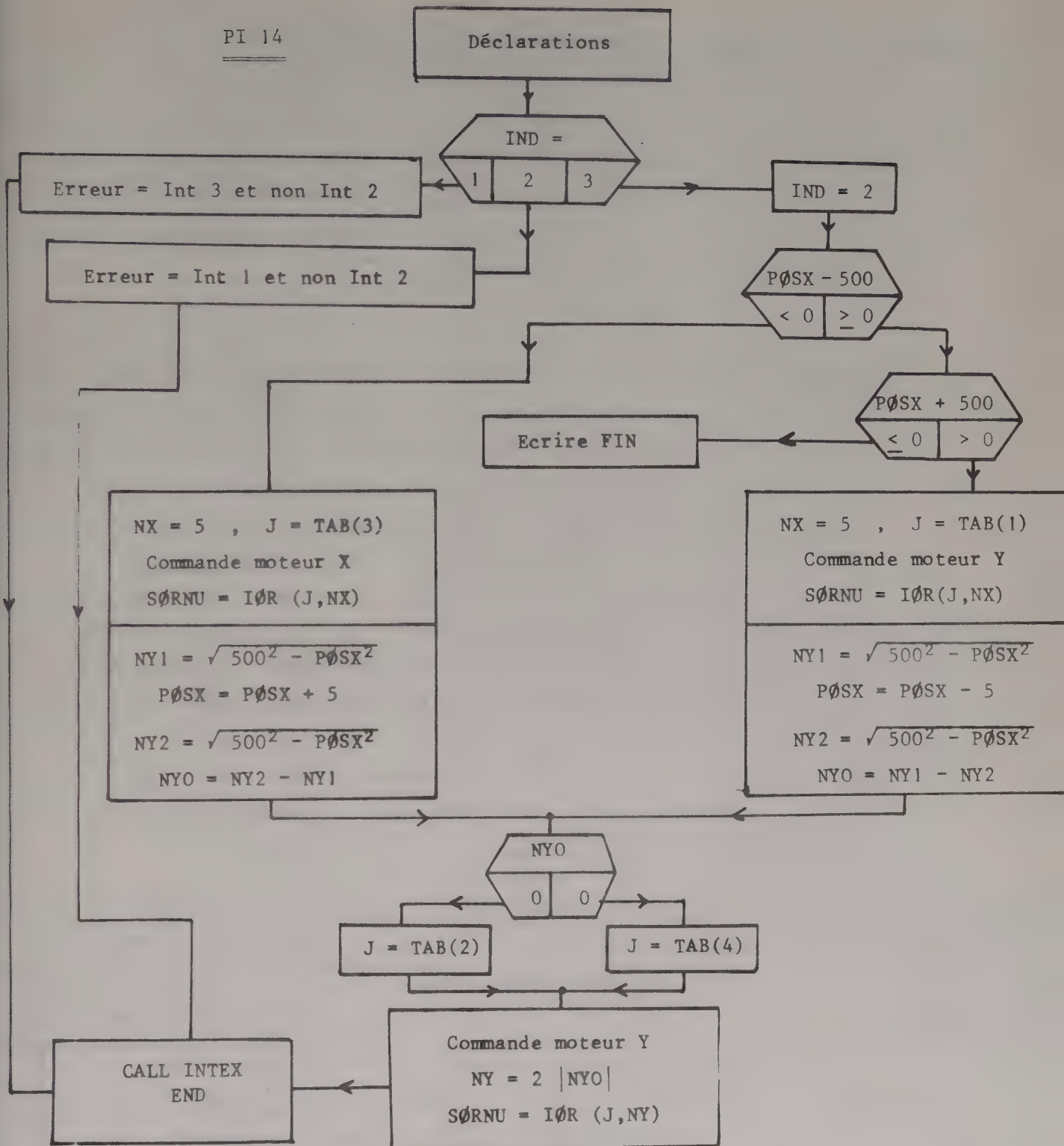
PI 13



Pour obtenir le marquage de la position sur la table d'enregistrement, il suffit que le bit C du mot SØRNU soit un 0. Pour une raison de simplicité, on choisit SØRNU = 0.

En même temps que le marquage, on peut faire écrire sur la Machine à Ecrire (TYPEWRITER) de l'ordinateur, les coordonnées PØSX et PØSY du point relevé.

PI 14



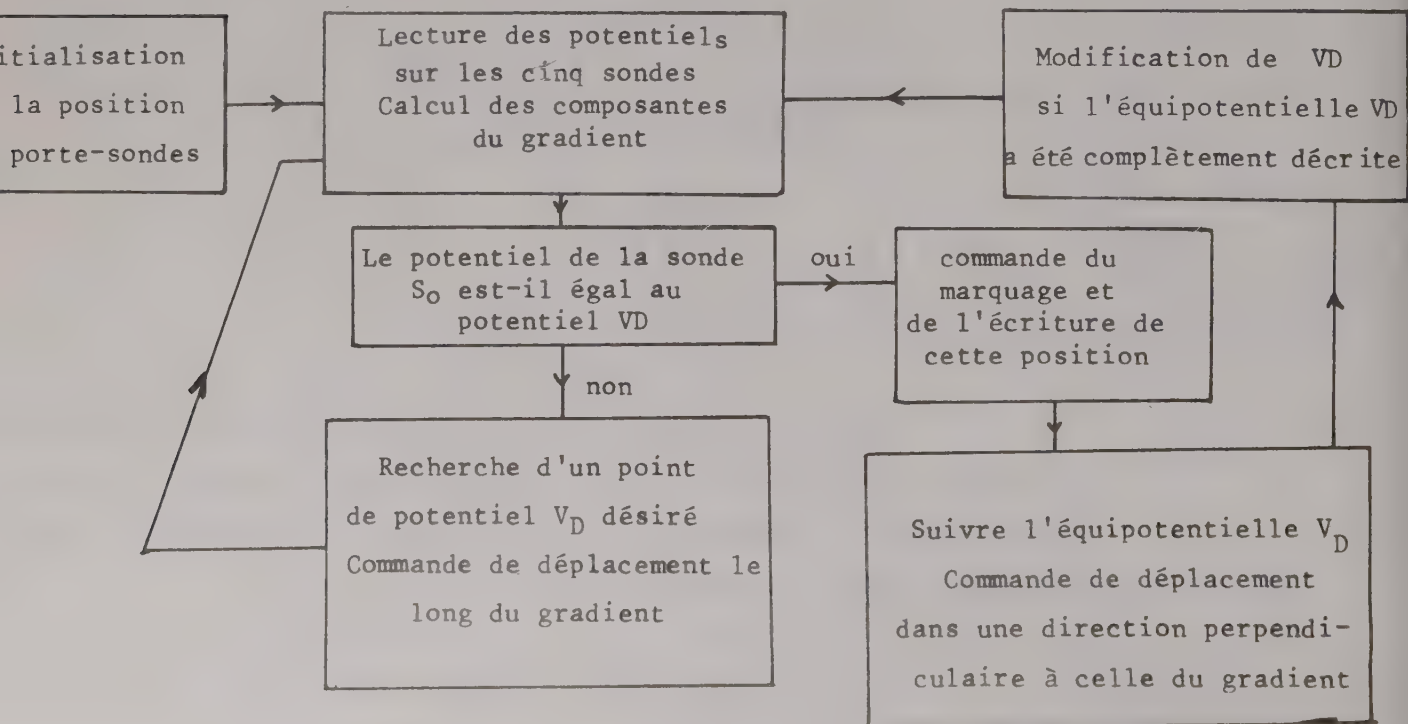
Dans ce cas particulier, on trace le cercle de rayon 500 (en nombre de pas linéaires du moteur X). Le pas linéaire du moteur Y étant à peu près la moitié de celui du moteur X, un facteur 2 doit intervenir entre les nombres NX et NY.

V.5 - PROGRAMME DE RECHERCHE DES LIGNES EQUIPOTENTIELLES

Le tracé des lignes équipotentiellles au sein de l'électrolyte dans la cuve rhéographique a été obtenu grâce au programme principal PRD1 élaboré à partir de quatre sous-programmes d'interruption PI 12, PI 13, PI 14, PI 15 respectivement exécutés sur apparition des interruptions Int 1, Int 3, Int 4 et Int 2.

Après une phase d'initialisation de la position du porte-sondes, amenant celui-ci à l'origine du repère ($P\emptyset SX = 0$, $P\emptyset SY = 0$) les moteurs sont asservis à chercher un point de potentiel VD imposé. Pour cela les déplacements, de composantes NX et NY, sont choisis sur la direction du gradient et proportionnels à la tension d'erreur $VD - V_{\text{mesuré}}$. Lorsqu'un tel point est trouvé, il faut marquer sa position et éventuellement la faire écrire par la Machine à Ecrire. Pour décrire ensuite l'équipotentielle, les moteurs sont asservis à se déplacer perpendiculairement à la direction du gradient. Si au cours de ce déplacement un écart avec la consigne est constaté, le sous-programme de recherche d'un point de potentiel VD est à nouveau utilisé.

Schématiquement, les différentes opérations se répètent conformément à l'organigramme fonctionnel suivant :



Le sous-programme de lecture des potentiels PI12 s'exécute systématiquement après chaque déplacement du porte-sondes et est prioritaire. Dans ce sous-programme N est un tableau de 6 éléments : les potentiels relevés sur les cinq sondes et le potentiel de référence choisi arbitrairement égal à 10.000.

Soient $N(1)$, $N(2)$, $N(3)$, $N(4)$, $N(5)$ les potentiels sur les sondes centrales S_0 , S_1 , S_2 , S_3 , S_4 .

Les composantes et le module du gradient sont alors :

$$DVX = N(3) - N(2)$$

$$DVY = N(5) - N(4)$$

$$DEN = \sqrt{DVX^2 + DVY^2}$$

Dans la configuration particulière des potentiels répartis dans l'électrolyte, il se trouve que les variations de potentiels les plus importantes sont au voisinage de l'électrolyte centrale de référence et qu'elles deviennent très faibles dans la majeure partie de la cuve près de l'électrode périphérique délimitant le domaine à étudier.

Nous dirons qu'un point se trouve sur l'équipotentielle VD concernée si $|VD - N(1)| \leq NTEST$ en donnant donc une épaisseur relative à cette équipotentielle où NTEST représente l'erreur admissible. Cette erreur NTEST dépendra de VD et de la précision de lecture des potentiels qui ne dépasse pas 4 pour 10.000. Le maximum de NTEST (50) se situe au voisinage de l'électrode centrale où le gradient est élevé et le potentiel VD faible, et le minimum (5) au voisinage de l'électrode périphérique où le gradient est faible et le potentiel élevé. Ainsi les équipotentielles centrales, de dimensions très réduites, seront décrites avec une précision d'environ 5 pour 1000 et les équipotentielles périphériques de dimensions très importantes avec une précision atteignant 5 pour 10.000.

Tant que l'inégalité $|VD - N(1)| \leq NTEST$ n'est pas satisfaite, il n'est pas possible de marquer la position et on fait appel au programme PI 14 déclenché par l'interruption "relais" Int 4. En se déplaçant le long du gradient, le porte-sondes tend à se rapprocher de l'équipotentielle. Ce sous-programme PI 14 se boucle plusieurs fois avec le sous-programme PI 12 jusqu'à la convergence du processus. Afin de connaître le nombre d'itérations nécessaires à cette convergence et pouvoir éventuellement affiner la méthode du gradient, un indice IT s'incrémente de 1 à chaque passage du programme PI 14.

Dès que l'inégalité $|VD - N(1)| \leq NTEST$ est satisfaite, on effectue le marquage de la position ce qui génère l'interruption Int 2 qui appelle le sous-programme PI 15 commandant les déplacements le long de l'équipotentielle dans une direction perpendiculaire à celle du gradient. Là encore, suivant la valeur de VD il faudra pouvoir faire varier la distance séparant en moyenne deux points consécutifs. Cette distance est maximale au voisinage de l'électrode périphérique, pour les valeurs élevées de VD : les points marqués sur les grandes équipotentielles sont relativement éloignés. Cette distance est minimale au voisinage de l'électrode centrale : les points marqués sur les petites équipotentielles sont plus serrés. Un facteur multiplicatif XK croissant avec VD sera affecté aux composants NX et NY de déplacement perpendiculaire au gradient.

Dès que l'équipotentielle est entièrement décrite, il est intéressant de pouvoir passer automatiquement à une autre valeur de VD et chercher à relever une nouvelle équipotentielle. Il est possible de programmer un test de fin de description d'équipotentielle qui dans l'affirmative modifiera aussitôt la valeur de VD. Pour cela, il suffit de remarquer que sur un tour d'équipotentielle, on rencontre nécessairement les quatre possibilités de signes différents des composantes du gradient, à savoir :

$$\left\{ \begin{array}{l} DVX > 0 \\ DVI > 0 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} DVX < 0 \\ DVI > 0 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} DVX < 0 \\ DVI < 0 \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} DVX > 0 \\ DVI < 0 \end{array} \right.$$

Dès lors, à tout changement de signe de l'une des composantes du gradient, on peut incrémenter un indice "ITOUR" de 1. Lorsque ITOUR initialement nul est égal à 5, on est assuré de la fermeture de l'équipotentielle. Mais cette méthode n'est pas très pratique car il faut prévoir à l'avance les valeurs des équipotentielles à décrire. Il n'est pas prouvé qu'au cours du tracé, elles se révèlent les plus intéressantes.

La méthode utilisée consiste à comparer à la fin de chaque sous-programme PI 15 la valeur de V_D à une valeur IVAL qui peut être écrite à n'importe quel moment sur le clavier de la machine à écrire. Tant que IVAL n'est pas modifié, on suit l'équipotentielle. Sur intervention de l'opérateur, on peut modifier IVAL à volonté, resserrer les équipotentielles ou les éloigner si nécessaires. PI 15 enfin remet à zéro l'indice d'itération IT.

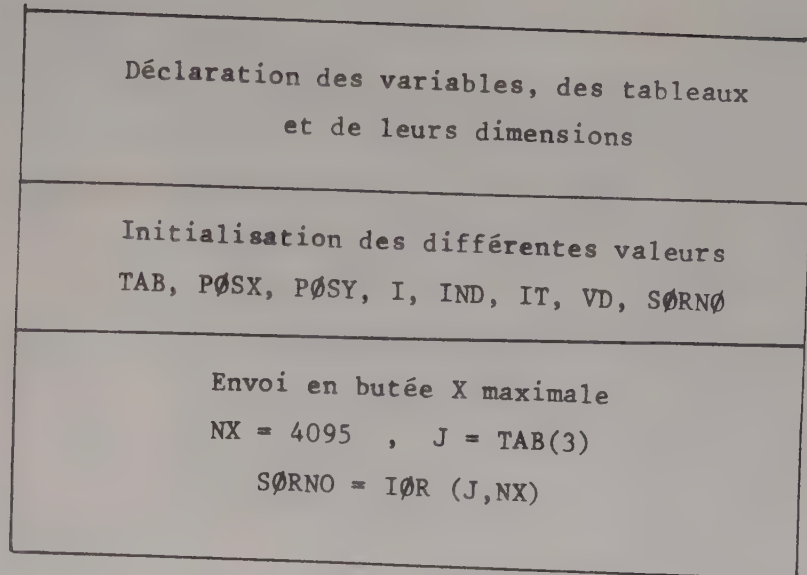
Le dernier sous-programme PI 13 dépend des interruptions de fin de course Int 3. Un indice I est attaché au nombre de fois que ce sous-programme est exécuté. Les valeurs de $I = 1$ et 2 conduisent à l'initialisation de la position du porte-sondes au centre de la cuve tout comme dans le programme PRDO de tracé d'un cercle. La valeur de $I = 3$ correspond à l'arrivée éventuelle du porte-sondes en butée pendant la recherche des équipotentielles V_D de très grandes dimensions. Il faut alors commander son recul en X comme en Y en inversant le sens des déplacements. Pour ce faire, on utilise deux indices LX et LY attachés au sens de rotation des deux moteurs :

LX = 1	correspond au sens positif pour le moteur X			
LX = 2	"	"	négatif	X
LY = 1	"	"	positif	Y
LY = 2	"	"	négatif	Y

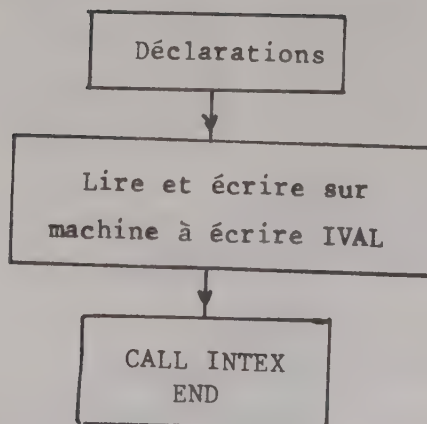
PI 13 teste successivement les valeurs de LX et LY, et commande le recul de PØSX de 10 pas, et de PØSY de 50 pas, systématiquement dans le sens opposé à celui déclaré par les indices. On s'assure ainsi que le porte-sondes revient vers l'intérieur de la cuve.

V.6 - ORGANIGRAMME DE PRDI

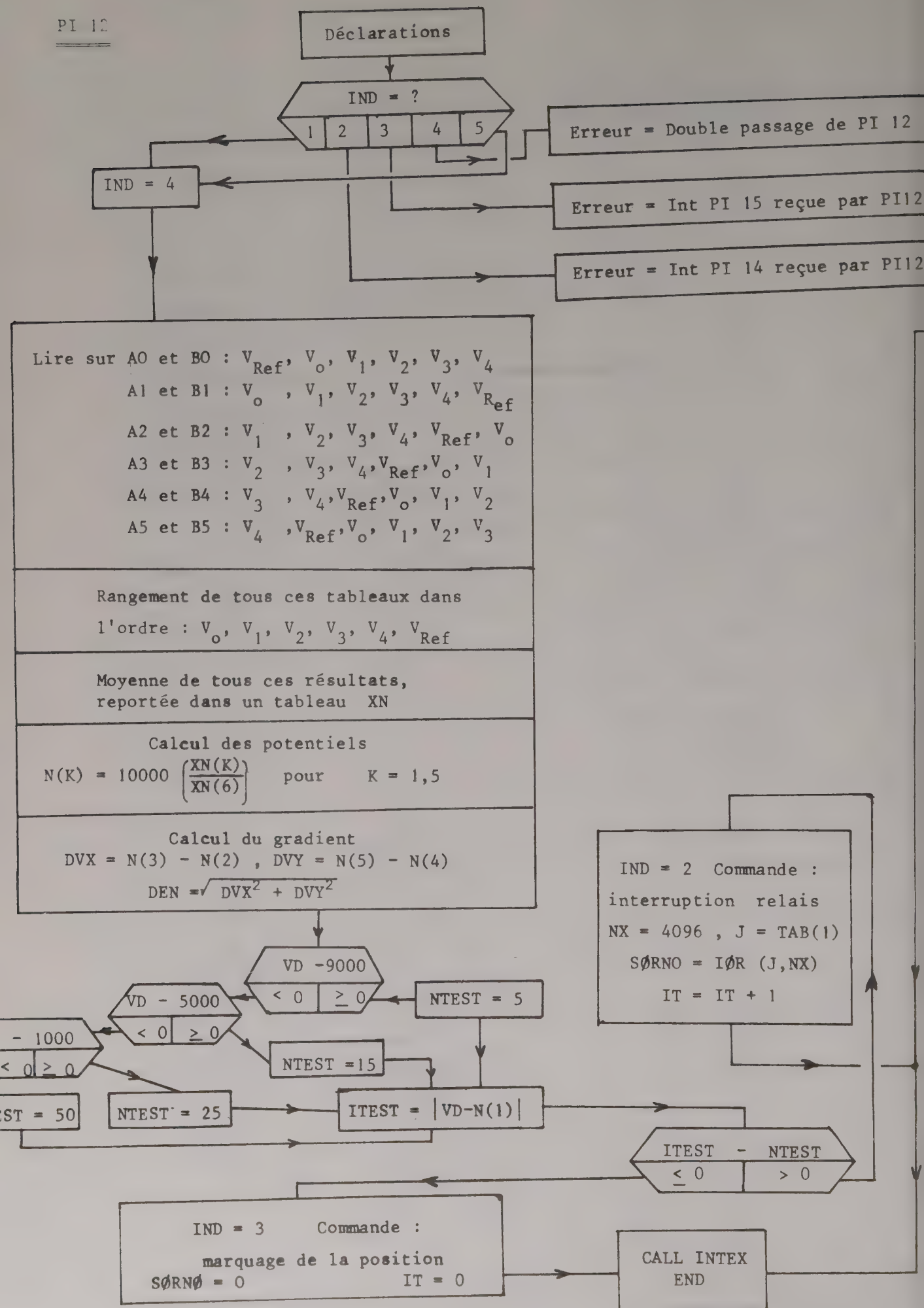
PRDI



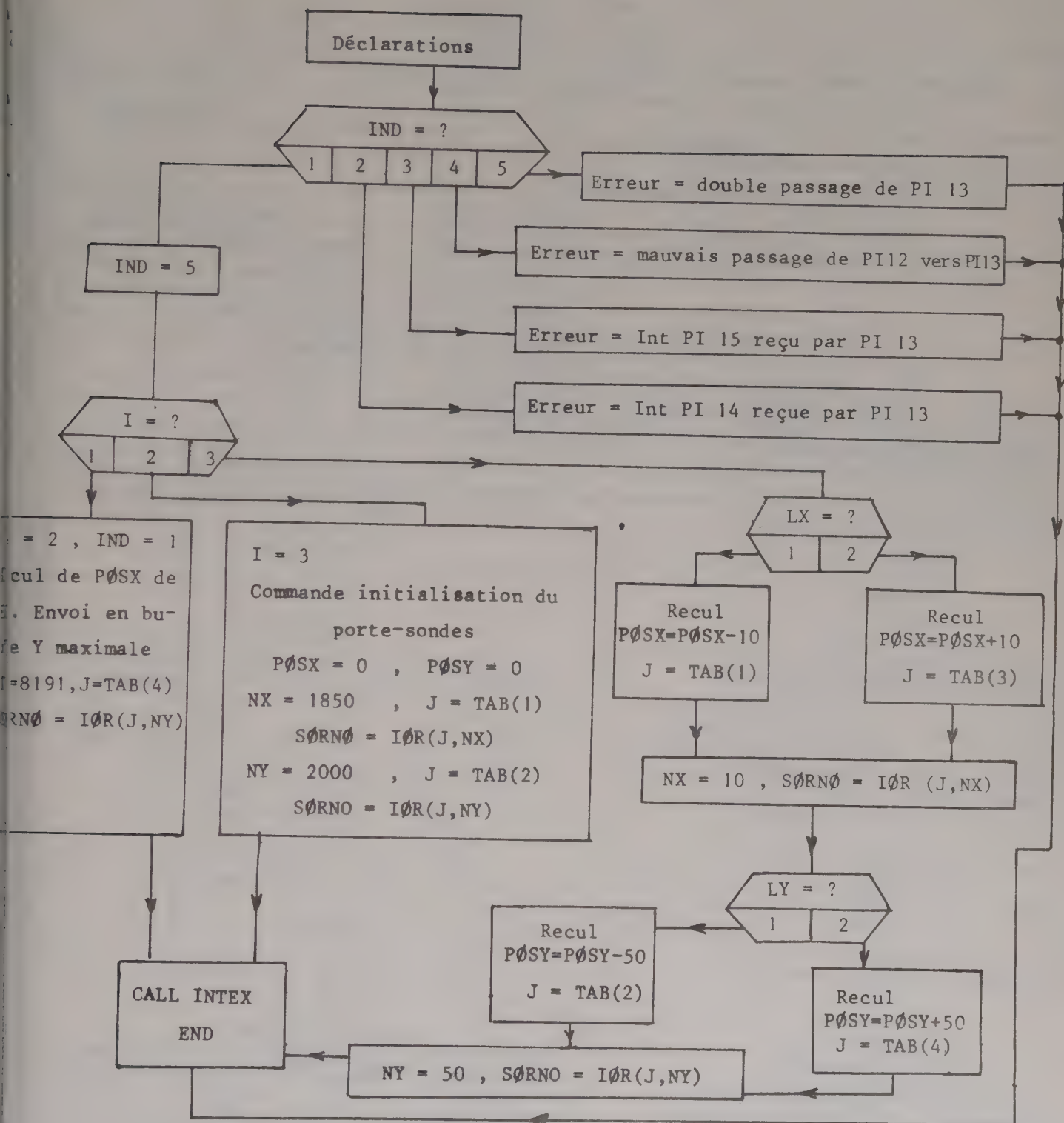
MOD VD



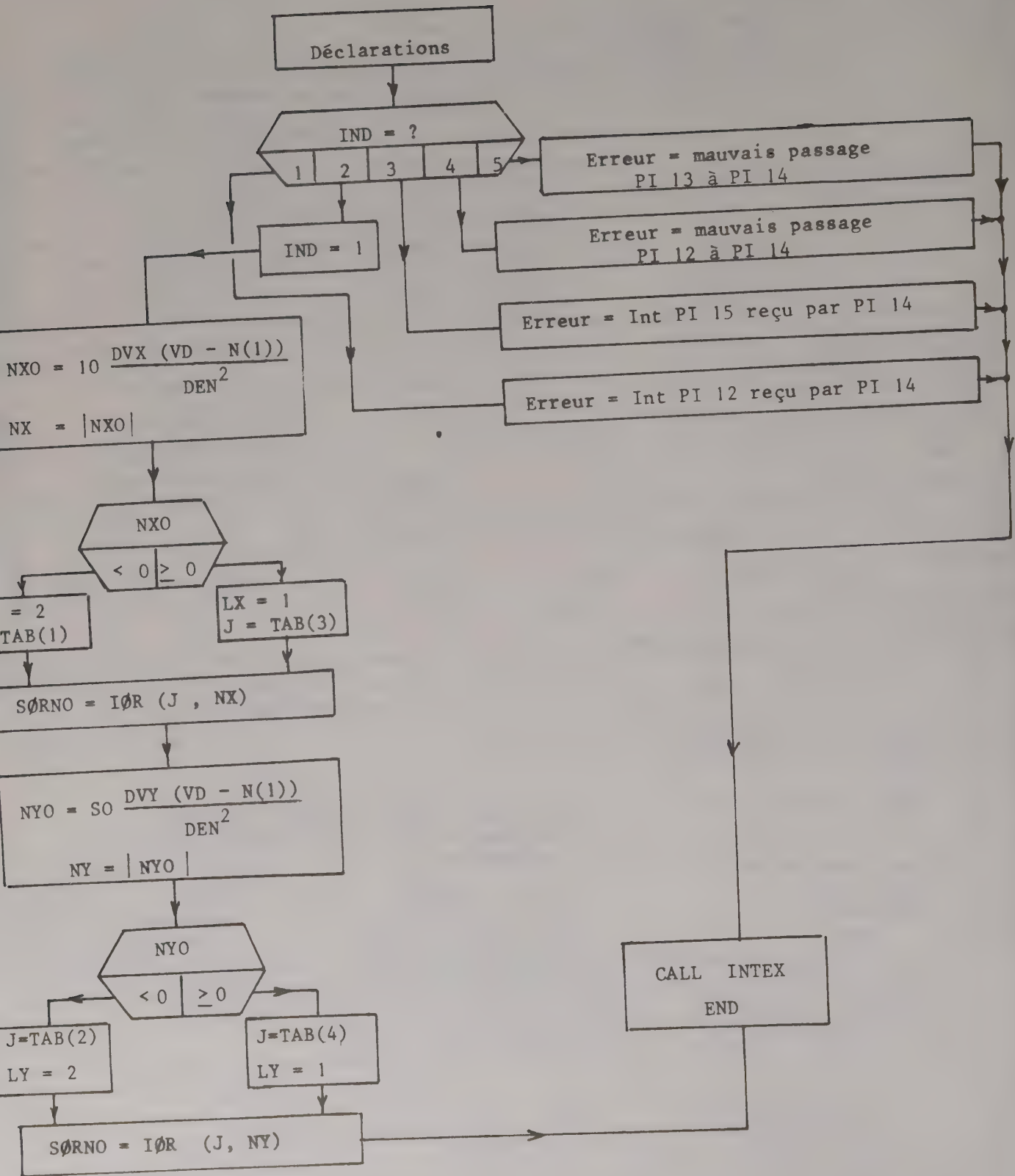
PI 12



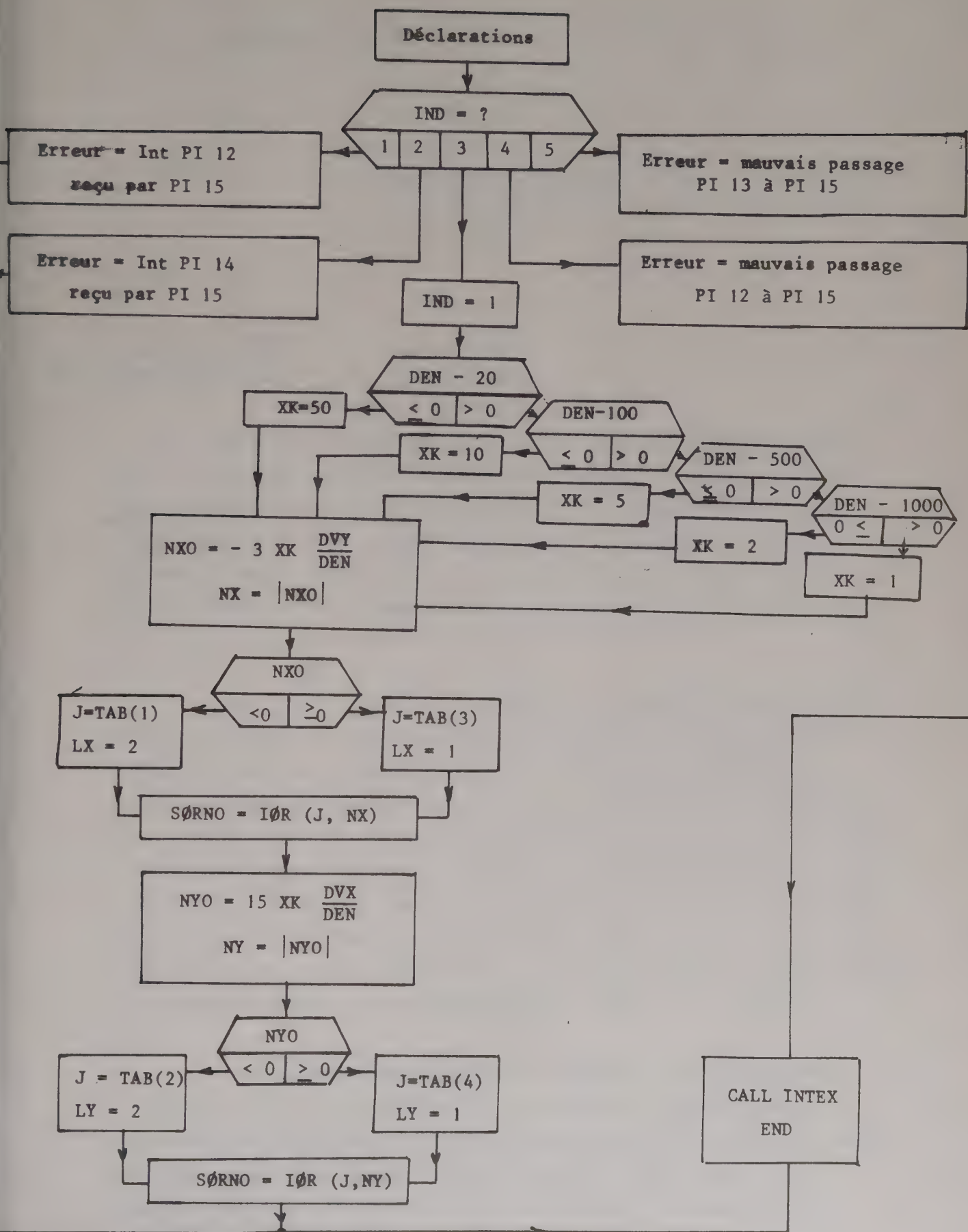
PI 13



PI 14



PI 15



Chapitre VI

RESULTATS EXPERIMENTAUX

VI.1 - TRACE D'UN CERCLE

Le tracé d'un cercle est un moyen très significatif de vérifier le bon fonctionnement du système en traceur de courbes. Cet aspect justifie l'intérêt du dispositif de la cuve rhéographique comme table traçante de très grandes dimensions : 1.200 mm de long sur 600 mm de large. D'autre part ce tracé permet de vérifier le bon fonctionnement de la "commande en boucle ouverte" par l'ordinateur ainsi que la précision et la qualité de l'électronique.

Ainsi on contrôle que l'information numérique donnant le nombre de pas pour chaque moteur est correctement décodée par l'interface et appliquée aux moteurs dans le sens imposé, que la transmission par cable ou par chaîne assure une transformation fidèle du pas angulaire de rotation, en pas linéaire de déplacement. A cette occasion, la fréquence maximale à ne pas dépasser pour que les moteurs ne sautent aucun pas est déterminée. Enfin il faut s'assurer du bon fonctionnement des interruptions envoyées par l'interface, vers l'ordinateur car l'enchaînement correct des séquences et le bon synchronisme des différentes phases de déplacements et de marquage de la position, en dépendent.

Si l'une de ces opérations ne s'effectue pas correctement, le tracé du cercle ne se referme pas et présente des décrochages et des distorsions très sensibles. Cette manipulation révélatrice, a permis la mise au point définitive de l'interface électronique, du filtrage des parasites et de la prise en compte des interruptions par

l'ordinateur, grâce surtout à l'indice de protection.

Sur la figure VI.1 deux cercles centrés à l'origine du repère OXY d'initialisation de la position du porte-sondes, de rayons 100 et 200, ont été représentés tels qu'ils ont été tracés.

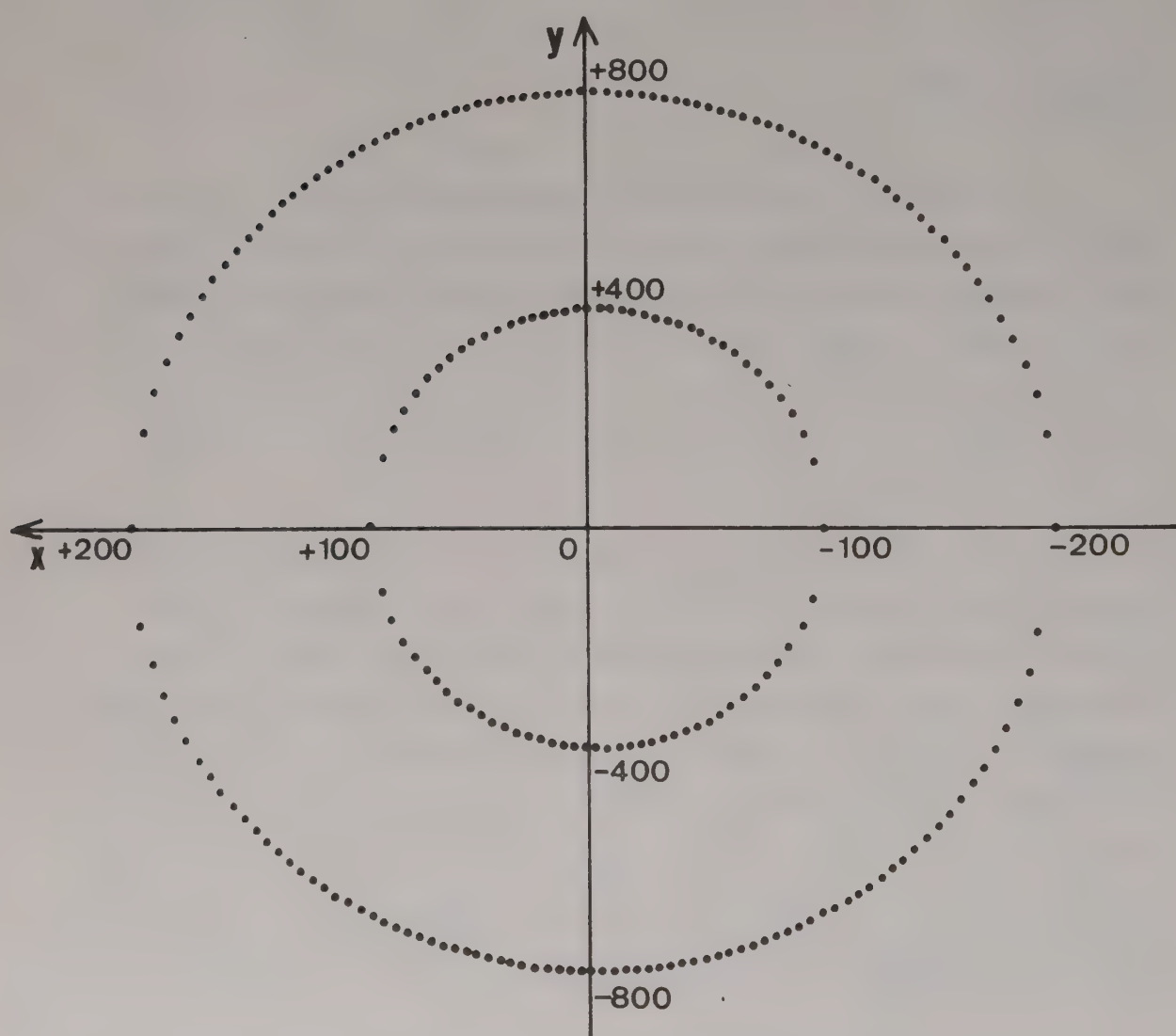


FIGURE VI.1

Les deux cercles obtenus se referment bien. Le diamètre dans la direction X pour le grand cercle mesure 128 mm ; ceci permet de déduire expérimentalement le pas linéaire de déplacement dans la direction X : $\text{pas}_X = \frac{128}{400} = 0,32 \text{ mm}$.

Le diamètre dans la direction Y pour le grand cercle mesure 124 mm ; ceci permet de déduire expérimentalement le pas linéaire de déplacement dans la direction Y : $\text{pas}_Y = \frac{124}{1.600} = 0,0775 \text{ mm}$.

Pendant l'exécution des tracés, les données numériques concernant la position (PØSX , PØSY) des points marqués et le numéro M du passage du sous-programme PI14 sont imprimés sur la machine à écrire de l'ordinateur.

POSX	POSY	M	POSX	POSY	M
-100	0	0	95	-124	41
-95	124	1	90	-174	42
-90	174	2	85	-210	43
-85	210	3	80	-240	44
-80	240	4	75	-264	45
-75	264	5	70	-285	46
-70	285	6	65	-303	47
-65	303	7	60	-320	48
-60	320	8	55	-334	49
-55	334	9	50	-346	50
-50	346	10	45	-357	51
-45	357	11	40	-366	52
-40	366	12	35	-374	53
-35	374	13	30	-381	54
-30	381	14	25	-387	55
-25	387	15	20	-391	56
-20	391	16	15	-395	57
-15	395	17	10	-397	58
-10	397	18	5	-399	59
-5	399	19	0	-400	60
0	400	20	-5	-399	61
5	399	21	-10	-397	62
10	397	22	-15	-395	63
15	395	23	-20	-391	64
20	391	24	-25	-387	65
25	387	25	-30	-381	66
30	381	26	-35	-374	67
35	374	27	-40	-366	68
40	366	28	-45	-357	69
45	357	29	-50	-346	70
50	346	30	-55	-334	71
55	334	31	-60	-320	72
60	320	32	-65	-303	73
65	303	33	-70	-285	74
70	285	34	-75	-264	75
75	264	35	-80	-240	76
80	240	36	-85	-210	77
85	210	37	-90	-174	78
90	174	38	-95	-124	79
95	124	39	-100	0	80
100	0	40	FIN		

TABLEAU VI.1

Le tableau VI.1 correspond à l'exécution du tracé du petit cercle d'origine 0 et de rayon 100.

VI.2 - RECHERCHE ET TRACE AUTOMATIQUE DES LIGNES EQUIPOTENTIELLES

Le tracé des lignes équipotentielles pour le modèle rhéoélectrique décrit aux paragraphes I.7 et I.8 du premier chapitre, a été obtenu automatiquement par notre système hybride grâce au programme PRD1. La figure VI.2 montre le tracé ainsi obtenu.

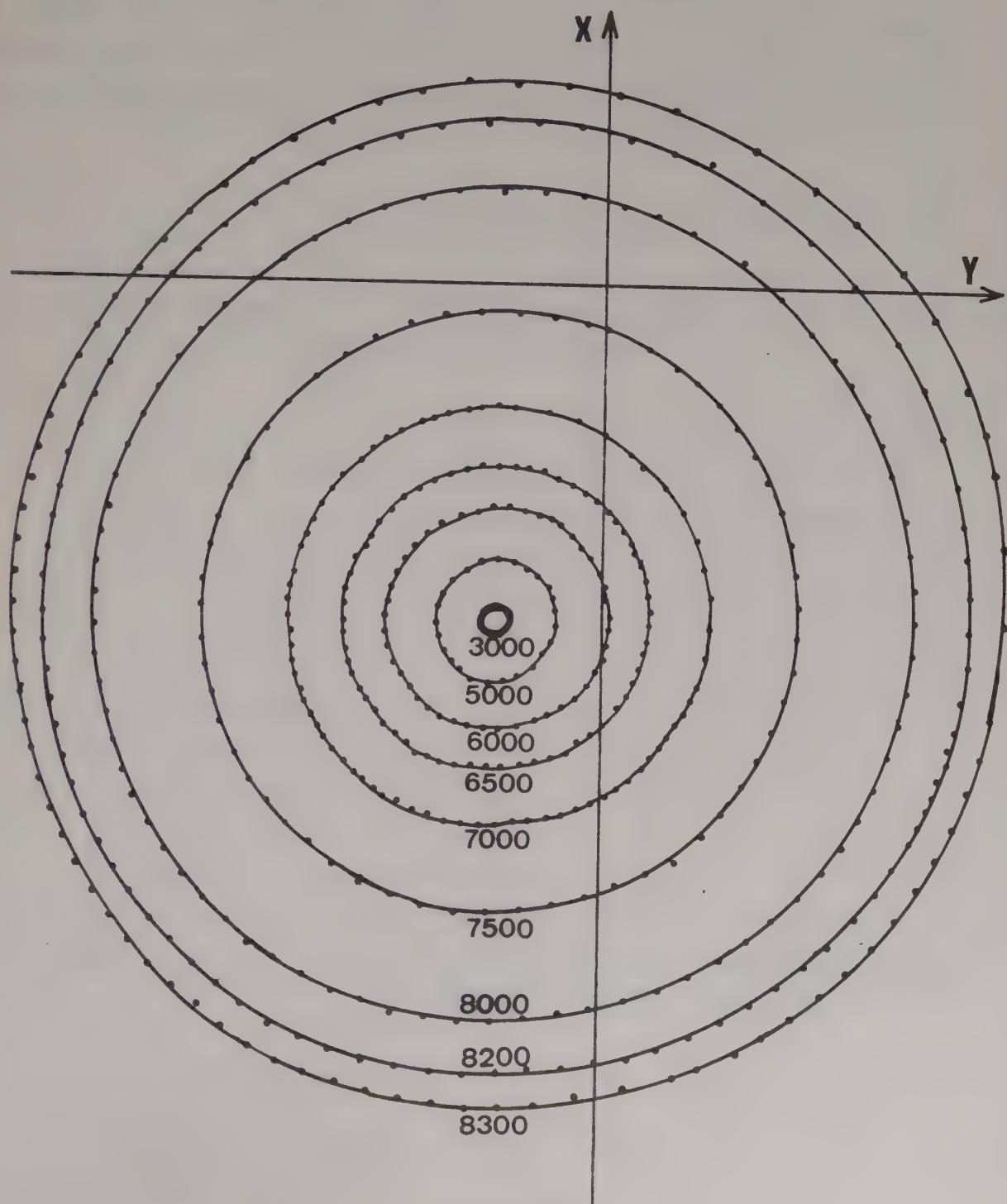


FIGURE VI.2

Les lignes équipotentiellles ne sont pas tracées de façon continue, mais pointées successivement à chaque passage du programme PI15 lorsqu'un point de potentiel désiré, a été trouvé. La distance séparant deux points voisins peut être modifiée à volonté et dépend d'un compromis entre la rapidité de convergence, le temps mis pour tracer toute l'équipotentielle et la valeur du potentiel. En même temps que s'inscrivent les différents points de l'équipotentielle, toutes les données numériques les concernant sont imprimées par la machine à écrire de l'ordinateur. Les tableaux VI.2 à VI.4 montrent les résultats obtenus pour les équipotentiellles 7500, 5000 et 3000.

- IT est l'indice d'itération qui permet de connaître la vitesse de convergence de l'algorithme de recherche du point de potentiel VD par la méthode du gradient. Il est en moyenne de 3 pour tous les relevés, et il arrive souvent même qu'il soit nul, ce qui est parfait.
- POSX et POSY sont les coordonnées numériques exactes du point marqué dans le repère OXY attaché à la cuve. Il est gradué en pas linéaires et son origine correspond à la position initiale du porte-sondes après envoi systématique en butée $X > 0$ maximale et $Y > 0$ maximale au début de chaque tracé.
- PAS représente le numéro de passage du programme PI15 permettant de connaître le nombre de points marqués sur chaque équipotentielle et vérifier si ce programme a bien été exécuté une seule fois.
- VALEURS DES POTENTIELS concerne la mesure des potentiels sur les cinq sondes, respectivement S_0, S_1, S_2, S_3, S_4 et le potentiel de référence pris égal à 10.000.
- DV/DX et DV/DY sont les composantes du gradient de module GRADIENT dans le repère OXY.

IT	POSX	POSY	PAS	VALEURS DES POTENTIELS				DV/DX	DV/DY	GRADIENT
7500										
1	-45	17	3	7527	7514	7560	7517	45.0	1.0	46.0
2	-50	100	4	7511	7501	7542	7497	41.0	0.0	41.0
3	-74	207	5	7514	7503	7540	7496	37.0	15.0	31.0
4	-12	304	6	7505	7502	7535	7490	33.0	21.0	33.0
5	-11	433	7	7512	7506	7535	7493	27.0	20.0	37.4
6	-15	522	8	7500	7508	7529	7487	21.0	32.0	38.2
7	-20	605	9	7504	7505	7520	7478	15.0	38.0	40.8
8	-32	650	10	7485	7501	7498	7456	9.0	42.0	42.0
9	-34	711	11	7494	7502	7503	7466	1.0	47.0	47.0
10	-20	746	12	7495	7504	7498	7463	-6.0	49.0	49.0
11	-27	770	13	7488	7502	7489	7458	-14.0	52.0	52.0
12	-30	784	14	7491	7510	7486	7461	-22.0	54.0	58.0
13	-34	789	15	7486	7510	7480	7457	-30.0	56.0	63.5
14	-36	766	16	7490	7515	7478	7460	-37.0	56.0	67.0
15	-34	733	17	7487	7516	7471	7457	-45.0	55.0	71.0
16	-42	693	18	7485	7517	7465	7456	-52.0	55.0	75.0
17	-45	640	19	7487	7523	7462	7451	-61.0	54.0	81.0
18	-47	571	20	7485	7523	7456	7456	-67.0	52.0	84.0
19	-50	496	21	7487	7527	7454	7460	-73.0	49.0	87.0
20	-52	419	22	7485	7527	7449	7460	-78.0	45.0	90.0
21	-54	321	23	7515	7500	7477	7494	-83.0	37.0	93.0
22	-55	206	24	7485	7531	7444	7466	-87.0	34.0	95.4
23	-57	13	25	7485	7532	7442	7468	-90.0	29.0	94.0
24	-59	-20	26	7486	7534	7442	7472	-92.0	22.0	94.0
25	-59	-155	27	7482	7532	7436	7471	-94.0	16.0	95.0
26	-59	-201	28	7487	7537	7442	7479	-95.0	9.0	95.4
27	-59	-241	29	7497	7540	7452	7492	-94.0	1.0	94.0
28	-59	-270	30	7513	7502	7469	7511	-92.0	-9.0	92.0
29	-59	-296	31	7519	7505	7476	7519	-89.0	-13.0	91.0
30	-59	-314	32	7515	7502	7475	7516	-87.0	-22.0	90.0
31	-58	-302	33	7514	7503	7475	7520	-84.0	-26.0	88.0

TABLEAU VI.2

IT	POSX	POSY	PAS	VALEURS DES POTENTIELS				DV/DX	DV/DY	GRADIENT
7500										
5	-554	-1005	54	75150	7500	7480	7525	-73.0	-77.0	86.2
4	-536	-1000	55	75250	7555	7480	7524	-73.0	-41.0	85.7
6	-517	-1135	56	75150	7552	7484	7527	-67.0	-41.0	85.0
4	-496	-1204	57	75150	7540	7488	7530	-61.0	-56.0	82.8
4	-473	-1323	58	75120	7543	7410	7528	-53.0	-51.0	71.5
5	-449	-1363	59	75130	7545	7417	7533	-46.0	-66.0	89.4
3	-424	-1435	60	75120	7538	7500	7532	-58.0	-70.0	71.6
5	-397	-1473	61	75110	7535	7503	7533	-30.0	-75.0	89.7
2	-370	-1505	62	75140	7533	7510	7536	-25.0	-77.0	80.3
4	-342	-1517	63	75110	7527	7512	7535	-15.0	-81.0	82.3
2	-313	-1523	64	75100	7522	7516	7534	-6.0	-82.0	82.2
2	-284	-1517	65	75110	7520	7522	7535	2.0	-83.0	83.0
2	-255	-1490	66	75120	7517	7526	7535	3.0	-82.0	82.4
2	-226	-1460	67	75130	7515	7532	7536	17.0	-81.0	82.7
3	-197	-1422	68	75130	7512	7535	7535	24.0	-80.0	81.7
3	-169	-1384	69	75120	7508	7530	7533	31.0	-78.0	82.0
5	-142	-1295	70	75130	7505	7542	7532	37.0	-72.0	80.3
4	-117	-1207	71	75120	7503	7545	7529	42.0	-67.0	71.0
4	-94	-1100	72	75120	7501	7547	7527	46.0	-61.0	70.4
5	-74	-1000	73	75140	7500	7550	7526	50.0	-55.0	74.7
5	-56	-877	74	75150	7502	7553	7525	52.0	-48.0	70.7
4	-43.	-750	75	75140	7499	7553	7521	54.0	-42.0	67.0
5	-34	-612	76	75110	7496	7549	7515	53.0	-34.0	62.1
4	-26	-474	77	75130	7493	7552	7513	54.0	-28.0	57.1
5	-27	-329	78	75120	7497	7556	7512	53.0	-29.0	56.0
4	-30	-291	79	75120	7495	7561	7507	51.0	-19.0	52.5
3	-37	-60	80	75210	7506	7558	7513	46.0	-4.0	46.1
1	-42	00	81	75530	7557	7601	7557	44.0	1.0	45.1
6	-61	181	82	75030	7499	7539	7514	40.0	11.0	42.4

TABLEAU VI.2 (suite)

IT	POSX	POSY	PAS	VALEURS DES POTENTIELS				DV/DX	DV/DY	GRADIENT
5000										
17	-370	-571	221	4979	5139	4814	5071	-325.0	-286.0	432.9
17	-361	-605	222	5020	5143	4901	5123	-242.0	-350.0	425.5
5	-349	-626	223	5014	5035	4946	5128	-147.0	-407.0	432.7
5	-335	-636	224	5014	5043	5005	5131	-38.0	-435.0	436.6
5	-321	-651	225	5014	4987	5060	5120	73.0	-422.0	438.1
7	-307	-610	226	5016	4929	5115	5120	186.0	-392.0	433.8
7	-294	-573	227	5017	4875	5160	5104	285.0	-316.0	425.5
8	-284	-519	228	5017	4832	5195	5078	363.0	-207.0	417.8
1	-277	-463	229	5054	4852	5246	5085	394.0	-199.0	406.2
1	-275	-409	230	5039	4890	5285	5031	395.0	4.0	395.0
3	-277	-344	231	5054	4875	5258	5038	383.0	34.0	394.5
5	-235	-297	232	4990	4818	5179	4934	301.0	183.0	404.7
5	-232	-251	233	5023	4991	5186	4943	295.0	246.0	384.1
7	-201	-208	234	5013	4998	5212	5055	214.0	225.0	310.5
7	-212	-196	235	5015	4965	5120	4900	155.0	338.0	371.8
7	-225	-183	236	5011	5011	5071	4886	60.0	384.0	368.0
9	-239	-181	237	5014	5066	5023	4890	-43.0	369.0	371.4
9	-253	-195	238	5015	5116	4968	4899	-146.0	353.0	382.7
9	-260	-223	239	5017	5160	4915	4921	-245.0	312.0	396.6
1	-277	-264	240	5026	5203	4873	4957	-330.0	252.0	415.2
3	-260	-319	241	4982	5178	4788	4944	-390.0	237.0	456.3
3	-290	-376	242	5000	5295	4877	5084	-418.0	77.0	425.0
1	-311	-439	243	5114	5316	4897	5137	-419.0	-17.0	419.3
1	-389	-503	244	5192	5450	4999	5170	-451.0	-38.0	452.5
1	-380	-539	245	4987	5164	4790	5055	-368.0	-127.0	389.2
7	-372	-571	246	5025	5184	4858	5113	-326.0	-274.0	425.8

TAB. VI.3

IT POSX POSY PAS

VALEURS DES POTENTIELS

DV/DX

DV/DY GRADIENT

3000

1	1	1	248	30461	3445	2816	3348	2490	10000	-629.0	-858.0	1063.8
4	1	1	249	30381	3382	2921	3360	2311	10000	-453.0	-1049.0	1142.6
5	1	1	250	30331	3318	3039	3375	2155	10000	-279.0	-1220.0	1251.4
1	1	1	251	30461	3256	3140	3390	2063	9999	-116.0	-1327.0	1332.0
2	1	1	252	30371	3176	3211	3383	2005	10000	35.0	-1378.0	1378.4
1	1	1	253	30541	3140	3305	3305	2056	10000	165.0	-1339.0	1349.1
5	1	1	254	30421	2992	3357	3371	2132	10000	365.0	-1239.0	1291.6
2	1	1	255	30441	2871	3422	3353	2236	10000	551.0	-1057.0	1191.9
1	1	1	256	30411	2736	3473	3324	2481	10000	737.0	-843.0	1119.7
1	1	1	257	30321	2568	3519	3278	2681	10000	951.0	-589.0	1118.6
1	1	1	258	29591	2328	3509	3166	2847	10000	1181.0	-313.0	1223.3
1	1	1	259	28431	2057	3457	3005	2966	9999	1400.0	-39.0	1400.5
1	1	1	260	27901	1968	3435	2881	3105	10000	1467.0	224.0	1434.0
10	1	1	261	28831	2301	3483	2808	3384	10000	1174.0	576.0	1307.6
1	1	1	262	23421	2509	3493	2778	3500	10000	984.0	722.0	1220.4
1	1	1	263	30281	2720	3518	2792	3612	10000	798.0	820.0	1144.2
1	1	1	264	30371	2848	3478	2731	3660	10000	630.0	920.0	1122.4
4	1	1	265	30341	2945	3427	2666	3686	10000	482.0	1020.0	1128.1
4	1	1	266	30371	3040	3376	2621	3707	10000	336.0	1086.0	1136.7
5	1	1	267	30441	3128	3318	2591	3717	10000	190.0	1126.0	1141.9
2	1	1	268	30461	3208	3259	2583	3734	10000	51.0	1151.0	1152.1
2	1	1	269	30371	3270	3180	2578	3728	10000	-90.0	1150.0	1153.5
2	1	1	270	30301	3326	3096	2598	3716	10000	-230.0	1118.0	1141.4
1	1	1	271	30451	3395	3021	2662	3714	10000	-374.0	1052.0	1116.5
1	1	1	272	30461	3449	2921	2726	3697	10000	-528.0	971.0	1195.2
1	1	1	273	30311	3499	2796	2795	3663	10000	-703.0	868.0	1115.9
1	1	1	274	30321	3544	2654	2872	3616	10000	-800.0	744.0	1160.0
1	1	1	275	29881	3545	2493	2901	3537	10000	-1052.0	636.0	1229.3
0	1	1	276	29681	3557	2380	2966	3405	10000	-1177.0	430.0	1256.2
1	0	1	277	30121	3606	2307	3084	3379	10000	-1299.0	295.0	1332.9
0	1	1	278	30371	3616	2304	3162	3275	10000	-1312.0	113.0	1313.8
1	1	1	279	31091	3651	2430	3275	3190	10000	-1221.0	-85.0	1293.9
3	1	1	280	31981	3606	2599	3366	3139	10000	-1097.0	-247.0	1124.4
4	1	1	281	31131	3637	2633	3383	2986	10000	-1049.0	-317.0	1121.6

Tout l'avantage de la méthode numérique de recherche des équipotentiellles réside dans ces résultats expérimentaux que l'on peut analyser et suivre au cours d'un relevé. Ils sont les garants de la bonne marche du dispositif et permettent d'expliquer éventuellement des phénomènes de divergence.

Pour les différentes équipotentiellles enregistrées, on peut en déduire les résultats très intéressants consignés dans le tableau suivant :

Equipotentielle VD	3000	5000	6000	6500	7000	7500	8000	8200	8300
IT maximum	10	8	7	8	10	9	5	7	6
IT minimum	0	1	0	0	0	0	0	0	0
PØSX maximum	-321	-275	-226	-184	-128	- 27	93	146	183
PØSX minimum	-348	-391	-436	-472	-524	-598	-701	-762	-794
PØSY maximum	-353	-181	27	192	423	784	1243	1968	2292
PØSY minimum	-467	-636	-728	-990	-1205	-1523	-1928	-2430	-2627
Erreur NTEST sur VD	50	25	25	25	15	15	15	15	15
GRADIENT maximum	1484,0	456,3	244,3	181,1	130,2	95,4	73,0	65,2	58,
GRADIENT minimum	1063,8	310,5	183,0	131,8	91,9	37,4	20,1	18,0	16,
Nombre de points	33	25	46	63	60	59	88	92	95

TABLEAU VI.5

Ces valeurs des équipotentiellles sont les plus intéressantes. Il n'est pas utile de descendre en dessous de 3.000, car on tend vers des cercles trop petits autour de la sonde centrale, au voisinage de laquelle ont lieu les plus grandes variations de potentiel et où le gradient est très élevé.

Par contre, à la périphérie, pour des valeurs supérieures à 8.500, les variations de potentiel et le gradient sont faibles. Le relevé des équipotentiellles devient très délicat : les écarts de potentiel mesurés sur les cinq sondes ne varient plus que de 10 à 20 et les composantes du gradient ainsi déterminées ne sont plus significatives car la précision du convertisseur analogique-numérique n'est que de 4 à 5 pour 10.000. L'erreur peut alors atteindre 100 % puisque l'on procède par différence de deux potentiels. Parfois on constate que les composantes du gradient peuvent changer de signe en raison de cette imprécision. Ceci conduit alors le porte-sondes dans une direction où le processus se met à diverger car ce n'est plus du tout la direction du gradient et l'ensemble mobile va finir sa course en butée : le relevé des équipotentiellles est interrompu.

C O N C L U S I O N

Tout au long de l'élaboration de cet ensemble de calcul hybride, des difficultés n'ont cessé de se présenter, compte tenu des exigences initiales très sévères. Il fallait concevoir un système numérique, adapté à la méthode rhéoélectrique (purement analogique) qui soit très précis, fiable, très rapide, d'une grande souplesse d'utilisation, et ce malgré les grandes dimensions envisagées.

Il a fallu maîtriser à la fois une mécanique de précision, une électronique fiable et précise, tous les avantages de rapidité, de stockage et de traitement de l'information par un ordinateur de process. Les performances de chaque élément de l'ensemble doivent être vérifiées avec soin, car dans un tel automatisme en "boucle ouverte", la moindre erreur risque de faire diverger le processus et conduire à des résultats non significatifs.

Une solution efficace, sinon rapide, a été apportée à chacun des problèmes rencontrés. Après une mise au point délicate, le système conçu répond parfaitement à tous les critères initiaux. Les résultats obtenus sont très satisfaisants et permettent d'ouvrir de nouveaux horizons à l'étude des phénomènes physiques régis par des équations aux dérivées partielles. La résolution de problèmes d'optimisation, de modification des conditions aux limites en discrétisant un plus grand nombre d'électrodes alimentées en tension ou en courant, est envisageable.

L'avantage essentiel du processus résulte de la commande numérique et du choix des moteurs pas à pas : à tout instant la position de la tête de mesures est connue, et peut être modifiée à volonté. Le caractère discontinu d'une telle commande numérique disparaît devant la précision des déplacements, de l'ordre du dixième de millimètre.

Dès lors, ce n'est plus tant la visualisation du tracé automatique des lignes équipotentielles ou des lignes de force qui importe mais toute l'information mémorisée par l'ordinateur au cours des déplacements. La visualisation graphique permet de présenter les résultats sous une forme plus agréable et de s'assurer que le processus se déroule normalement.

Si le facteur temps est primordial, par exemple dans l'éventualité de variations du modèle rhéoélectrique en fonction de la température, sachant que ces variations seront d'autant moins sensibles que la durée d'exécution est plus faible, on procède en deux temps. En premier lieu et très rapidement, on étudie le phénomène et toute l'information est stockée en mémoire de l'ordinateur. Puis indépendamment de la réalité analogique, la tête de lecture des potentiels étant remontée sur le porte-sondes, on prend le temps nécessaire pour tracer les courbes et écrire les résultats.

Quelques améliorations peuvent être apportées au système pour le rendre encore plus performant. Du point de vue rapidité, ce sont les temps de réponse des moteurs pas à pas qui limitent actuellement la vitesse des déplacements. A condition de repenser l'alimentation des enroulements de ces moteurs, en les attaquant par exemple en courant et non plus en tension, on peut espérer gagner un facteur deux ou trois en durée d'exécution.

La solution d'enregistrement sur papier conducteur plaqué électrostatiquement grâce à une haute tension continue (entre 500 et 1.000 volts) bien qu'élégante, peut être dangereuse pour l'expérimentation. De plus, elle n'est pas très pratique à mettre en oeuvre chaque fois que l'on renouvelle le papier. Ce papier n'existe d'ailleurs pas en largeur suffisante pour recouvrir toute la surface utile sur la cuve. Un système pantographique de reproduction des déplacements, soit sur le dessus de la cuve, soit sur une table voisine, peut être imaginé à condition d'être suffisamment léger pour ne pas diminuer les qualités mécaniques de la table traçante.

Des méthodes d'analyse numérique plus raffinées permettraient d'augmenter la convergence des algorithmes de recherche des points de potentiel imposé. Ce n'est dès lors plus qu'un problème de software.

BIBLIOGRAPHIE

- (1) A. FRUHLING
Cours d'Electricité
Tome 1, p. 159, 205, 320, DUNOD (1966)
- (2) PERES et L. MALAVARD
La méthode d'analogie rhéographique et rhéométrique
Bulletin S.F.E. 8, p. 715/744 (1938)
- (3) L. MALAVARD et J. TISSOT
Sur une méthode utilisant le bassin électrique pour la
détermination des racines d'une équation algébrique
C.R.A.S. Paris 227, p. 620 (1948)
- (4) LEVI
Magnetic leakage evaluated with an electrolytic tank
Electronics
215 A, p. 21, 178/186 (1948)
- (5) R.H. SCANLAN
Solution de quelques problèmes de résistance des matériaux
à l'aide de la cuve électrolytique
Thèse Paris (1956)

- (6) *REINIGER*
Etude des problèmes de conductibilité thermique à l'aide
de la cuve électrolytique
Revue Techn. Philips 18, p. 12 (1956)
- (7) *E. GUDEFIN*
Contribution à l'étude de la magnétostatique plane au
moyen de la cuve rhéographique
Thèse Nancy (1958)
- (8) *L. MALAVARD et G. RENARD*
La technique des analogies rhéoélectriques
Techn. gén. du lab. de Phys. C.N.R.S. 2, chap. XII
p. 79/153 (1962)
- (9) *J.K. MICKELSON*
Automatic equipment and technique for field mapping
General Electric Review 52, p. 19 (1949)
- (10) *J. MARVAUD*
Traceurs automatiques de trajectoires utilisant le
bassin électrique
Thèse Paris (1953)
- (11) *GELFAND SHINN et TUTEUR*
Automatic field plotter
Electronics and Communications, A.I.E.E., p. 73 (1955)
- (12) *R. HAUG*
Etude et réalisation des servomécanismes d'une cuve
rhéographique à tracés automatiques
D.E.S Nancy (1957)

- (13) Y. TANABE et S. YASAKU
Electrolytic tank analogue. Design and application of automatic control.
Sci. Rep R.I.T.U. A 10 n° 2, p. 133-174 (1958)
- (14) P.E. GREEN Jr
Automatic plotting of electrostatic field
Rev. of Sci. Ins. G.B. 19, p. 646 (1948)
- (15) J. BESSON
Traceur pour cuves rhéoélectriques
La Rech. Aeron. n° 82, p. 27-38 (1961)
- (16) R. HAUG
Etude et réalisation d'un traceur automatique de lignes isogradientes données
Thèse Nancy (1963)
- (17) M.P.E.
Les moteurs pas à pas
Le moniteur de l'électricité, p. 43-52 (mars 1972)
- (18) M. GROSSETETE
Les moteurs pas à pas à réluctance variable. Etude de caractéristiques dynamiques
Automatisme, tome XV n° 7-8, p. 359-364 (1970)
- (19) CH. CATTIN MORETAZ
Les moteurs pas à pas et leur commande électrique
Toute l'Electronique, p. 41-45 (mars 1972)

{ 20 }

POLYMOTOR SEDELEM

Documentation : moteurs pas à pas

{ 21 }

S.F.M.I.

Documentation : moteurs pas à pas et contrôleurs

Fiches techniques, P. 14 et P. 19

NOM DE L'ETUDIANT : BASIRE Dominique

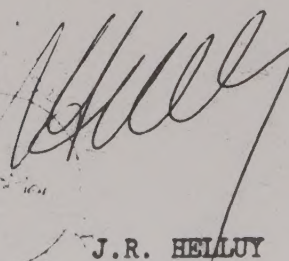
NATURE DE LA THESE : DOCTEUR INGENIEUR

VU, APPROUVE

& PERMIS D'IMPRIMER

NANCY, le 15 Janvier 1974

LE PRESIDENT DE L'UNIVERSITE DE NANCY I



J.R. HELLUY

